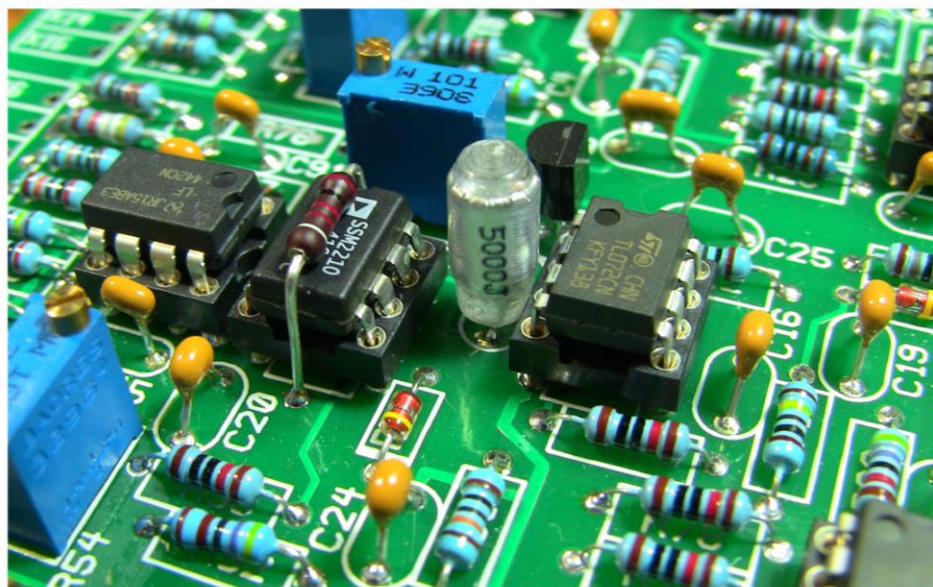

КУРАШКІН С.Ф.



ЕЛЕКТРОНІКА ТА МІКРОСХЕМОТЕХНІКА

КУРС ЛЕКЦІЙ

МІНІСТЕРСТВО ОСВІТИ І НАУКИ УКРАЇНИ

ТАВРІЙСЬКИЙ ДЕРЖАВНИЙ АГРОТЕХНОЛОГІЧНИЙ
УНІВЕРСИТЕТ

С.Ф. КУРАШКІН

**ЕЛЕКТРОНІКА ТА
МІКРОСХЕМОТЕХНІКА**

КУРС ЛЕКЦІЙ

Мелітополь

2018

УДК 621.38(075.8:042.4)

К93

Автор: С.Ф. Курашкін

Рекомендовано до друку рішенням методичної комісії Енергетичного факультету Таврійського державного агротехнологічного університету від «28» листопада 2018 р., № 3

Рецензенти:

І.П. Назаренко – д.т.н., завідувач кафедри «Електротехнології і теплові процеси», Таврійський державний агротехнологічний університет

О.І. Лобода – к.т.н., старший викладач кафедри «Електроенергетика і автоматизація», Таврійський державний агротехнологічний університет

Курашкін С.Ф.

Електроніка та мікросхемотехніка: курс лекцій / С.Ф. Курашкін. – Мелітополь: ТДАТУ, 2018. – 146 с.

У курсі лекцій викладено зміст дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка», розкриті питання, які охоплюють фізичні основи напівпровідникових приладів – діодів, біполярних і польових транзисторів, тиристорів; принципи будови і розрахунку електронних пристроїв – підсилювачів електричних сигналів, генераторів синусоїдальних коливань, імпульсних пристроїв.

УДК 621.38(075.8:042.4)

@ «Таврійський державний
агротехнологічний університет», 2018

ЗМІСТ

ВСТУП	6
<hr/>	
1 ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ	
<hr/>	
1.1 Загальні положення	7
1.2 Напівпровідникові матеріали	8
1.3 Електронно-дірковий перехід	12
<hr/>	
2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ ДІОДИ	
<hr/>	
2.1 Загальні положення	17
2.2. Випрямні діоди	18
2.3 Стабілітрони	20
2.4 Варикапи	22
2.5 Діоди з бар'єром Шотткі	23
2.6 Розрахунок електричних кіл з напівпровідниковими діодами	23
2.7 Перевірка справності напівпровідникових діодів	28
<hr/>	
3 ПЕРЕМИКАЮЧІ ПРИЛАДИ	
<hr/>	
3.1 Двохелектродні тиристори (диністори)	29
3.2 Трьохелектродні тиристори (триністори)	31
3.3 Симетричні тиристори (симістори)	32
3.4 Одноперехідні транзистори	33
3.5 Основні параметри тиристорів	35
3.6 Область застосування перемикаючих пристроїв	35
3.7 Перевірка справності тиристорів	36
<hr/>	
4 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ	
<hr/>	
4.1 Конструкція і принцип дії	38
4.2 Схеми увімкнення біполярних транзисторів	41
4.3 Статичні характеристики біполярних транзисторів	43
4.4 Основні параметри біполярних транзисторів	44
4.5 Режими роботи біполярних транзисторів	45
4.6 Область застосування	45
4.7 Найпростіший підсилювальний каскад на біполярному транзисторі	46
4.8 Розрахунок електричного кола за постійним струмом	48
4.9 Перевірка справності біполярних транзисторів	50

4.10 Захист біполярних транзисторів	50
5 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ	
5.1. Польові транзистори з керуючим <i>p-n</i> переходом	53
5.2. Польові транзистори з ізольованим затвором	55
5.3. Схеми увімкнення польових транзисторів	59
5.4. Найпростіший підсилювальний каскад на польовому транзисторі	60
5.5. Розрахунок електричного кола за постійним струмом	62
5.6. Вибір МДП-транзисторів з індукованим каналом	63
5.7. Перевірка МДП-транзисторів з індукованим каналом	63
6 ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ	
6.1. Загальні відомості про підсилювачі	65
6.2. Принципи побудови підсилювальних каскадів	68
6.3 Підсилювачі на біполярних транзисторах	69
6.4. Підсилювачі на польових транзисторах	76
6.5. Багатокаскадні підсилювачі	80
6.6. Зворотні зв'язки в підсилювачах	81
6.7. Підсилювачі потужності	82
6.8. Операційні підсилювачі	85
7 ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ	
7.1. Загальні відомості про генератори	93
7.2. Структурна схема генератора синусоїдальних коливань	93
7.3 LC-генератори	94
7.4. RC-генератори	95
7.5. Кварцовий генератор	97
8 ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ	
8.1. Види і параметри імпульсних сигналів	99
8.2. Ключовий режим роботи транзистора	101
8.3 Формування імпульсів RC-колами	103
8.4. Логічні елементи	104
8.5. Тригери	108
8.6. Компаратори	113
8.7. Мультивібратори	116

9 ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

9.1. Однофазні випрямлячі	123
9.2. Згладжувальні фільтри	128
9.3 Стабілізатори напруги	132
9.4. Трифазні випрямлячі	137
9.5. Помножувачі напруги	142
Список рекомендованої літератури	144

ВСТУП

Навчальна дисципліна «Електроніка та мікросхемотехніка» є однією з фундаментальних дисциплін при підготовці здобувачів ступеня вищої освіти «Бакалавр» зі спеціальності 141 «Електроенергетика, електротехніка та електромеханіка». На її базі вивчаються такі електротехнічні дисципліни навчального плану спеціальності як «Електронні пристрої в системах керування», «Автоматизація електротехнічних систем», «Конструювання електротехнічного обладнання», «Контрольно-вимірювальні прилади з основами метрології» тощо.

Даний курс лекцій сприяє самостійній пізнавальній діяльності студентів з вивчення електроніки на трьох рівнях: знань, умінь і творчого мислення, забезпечуючи як вивчення навчального матеріалу, так і розвиток мислення, що є основною вимогою болонського процесу.

Метою викладання дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка» є вивчення студентами принципів побудови електронних схем та принципу дії електронних пристроїв на основі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем для експлуатації електронних пристроїв систем управління і контролю технологічного обладнання.

В результаті вивчення дисципліни студент повинен:

- знати фізичні основи, будову, принцип дії, параметри, характеристики і область застосування напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем; принцип побудови і принцип дії електронних пристроїв на базі напівпровідникових приладів та інтегральних мікросхем; параметри, характеристики та область застосування електронних пристроїв; принцип розрахунку основних вузлів електронних пристроїв;
- вміти визначати за умовними позначеннями (маркуванням) і довідникам параметри елементів електронних пристроїв; кваліфіковано вирішувати інженерні задачі по обслуговуванню електронних пристроїв, що використовуються в агропромисловому комплексі; формулювати технічні завдання на розробку електронних пристроїв для вирішення конкретних виробничих задач; проектувати найпростіші електронні пристрої.

На базі запропонованого курсу лекцій навчальної дисципліни «Електроніка та мікросхемотехніка» з'являється можливість змінити парадигму навчального процесу від простої передачі знань викладачами студентам до самостійного здобування знань і вмінь студентами шляхом поєднання аудиторних та поза аудиторних занять в єдиний безперервний ланцюг самостійної пізнавальної діяльності студентів на двох рівнях: інформаційно-репродуктивному, практично-стереотипному.

1 ФІЗИЧНІ ОСНОВИ НАПІВПРОВІДНИКОВИХ ПРИЛАДІВ

1.1 Загальні положення

Речовини, які нас оточують, складаються з *атомів*, що у перекладі з грецької означає «неподільний». Атом має планетарну структуру – у центрі знаходиться *ядро*, навколо якого по орбітах обертаються *електрони*. Ядро заряджене позитивно й складається з *протонів* (мають позитивний заряд) і *нейтронів* (не мають заряду). Електрон є носієм елементарного *негативного заряду* величиною $e = 1,6 \cdot 10^{-19}$ Кл і масою $m = 9,1 \cdot 10^{-31}$ кг.

Атоми різних хімічних елементів різняться числом протонів у ядрі й електронів на орбітах. У звичайному стані всі речовини мають нейтральний заряд, тому що заряд електронів у них дорівнюється по величині заряду протонів. Так, атом першого в періодичній системі елемента водню (рис. 1.1) має один протон (+) і один електрон (–). Наступний по складності – атом гелію. У його ядрі вже два протони, а на орбітах – два електрони і т.д.

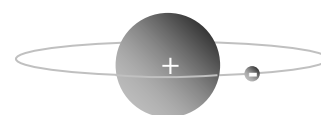


Рис. 1.1. Атом водороду

За станом на 01.01.2012 було відомо про 118 хімічні елементи. Серед них 92 елемента виявлені в природі, а інші 26 отримані в результаті проведення ядерних реакцій.

Електрони обертаються навколо ядра по орбітах, які перебувають на різному видаленні від ядра. Електрони, що перебувають на зовнішніх орбітах, у зв'язку з тим, що слабкіше пов'язані з ядром, можуть вступати у взаємодію з іншими атомами. Такі електрони прийнято називати *валентними* – з їхньою допомогою атоми з'єднуються один з одним, утворюючи *молекули* (рис. 1.2, а). Саме молекули задають властивість речовини – буде воно рідким або твердим, буде воно реагувати з кислотами чи ні.

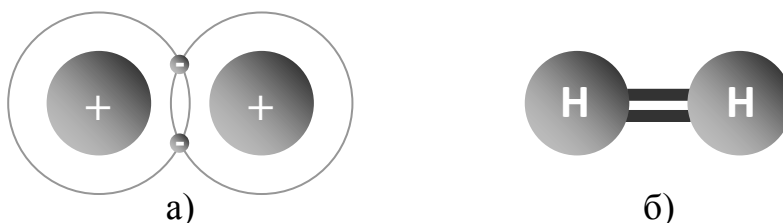


Рис. 1.2. Молекула водороду

При утворенні молекул між окремими атомами діє *ковалентний зв'язок*, який утворюється за рахунок перекриття пари валентних електронних хмар атомів, що входять у молекулу. Іншими словами ковалентний зв'язок – це коли два атоми діляться електронами й утримуються разом (рис. 1.2, а). Валентні електрони є загальними для всіх атомів молекули, утворюючи загальну електронну хмару навколо ядер, при цьому кожний атом залишається нейтральним. Схематично такий зв'язок зображується подвійною лінією (рис. 1.2, б).

Як було відзначено раніше, будь-яка речовина має нейтральний заряд. Однак, якщо яким-небудь чином атом речовини втратить хоча б один з електронів на зовнішній орбіті, то загальний заряд електронів виявиться меншим, ніж загальний заряд протонів. Такий атом у цілому буде мати позитивний заряд і називається *позитивним іоном*.

В іншому випадку атом речовини може «захопити» електрони в сусіднього атома – загальний заряд електронів виявиться більшим, ніж загальний заряд протонів. Такий атом у цілому буде мати негативний заряд і називається *негативним іоном*.

В основі принципу роботи більшості електронних елементів лежать явища електризації тіл і взаємодії заряджених тіл.

Явище електризації тіл полягає у втраті або придбанні тілами деякої кількості електронів, при цьому електричні заряди не створюються й не зникають, вони тільки переходять від одного тіла до іншого.

Явище взаємодії заряджених тіл полягає в тому, що між зарядженими тілами існують сили тяжіння або відштовхування: тіла, що мають заряд одного знака, відштовхуються; а тіла, що мають заряд різного знака, притягаються.

1.2 Напівпровідникові матеріали

Усі речовини за своїми електричними властивостями розділяють на діелектрики, провідники й напівпровідники.

До *діелектриків* відносяться речовини, які мають малу кількість вільних зарядів – умовно на 1 мільярд атомів приходить 1 вільний електрон. Питомий електричний опір діелектриків становить більше 10^8 Ом·м. Електричний струм через діелектрик практично не протікає. Ці речовини в техніці, як правило, використовують у якості ізоляторів – ебоніт, пластик, поліетилен, склотекстоліт, лакотканина та ін.

Провідники – речовини, що мають велику кількість вільних зарядів. Зв'язок між ядром і електронами атома речовини, що перебувають на зовнішніх орбітах неміцний і може бути легко порушеним, наприклад, внаслідок зовнішнього електричного поля. Питомий електричний опір провідників малий і для металів становить менше 10^{-6} Ом·м. Речовини, що відносяться до провідників, добре проводять електричний струм – це залізо, алюміній, мідь, срібло, золото, тощо.

Напівпровідники займають по електропровідності проміжне положення між металами (провідниками електричного струму) і діелектриками. Питомий електричний опір напівпровідників становить порядку $10^{-5} \dots 10^7$ Ом·м.

Напівпровідники від металів відрізняють за рядом ознак:

- питомий опір у напівпровідників при звичайних умовах набагато більше, ніж у металів;
- питомий опір чистих напівпровідників зменшується з ростом температури (у металів він навпаки зростає);
- при висвітленні напівпровідників їх опір значно зменшується (на опір металів світло майже не впливає);
- незначна кількість домішок значно впливає на опір напівпровідників.

Саме речовини, що ставляться до групи напівпровідників, використовуються при виготовленні електронних компонентів – діодів, транзисторів і інших напівпровідникових приладів, а також інтегральних мікросхем (ІМС). Найбільш зручними для виготовлення напівпровідникових приладів є *германій* (Ge) і *кремній* (Si), а також деякі хімічні сполуки. Однак останнім часом найбільш широко застосовується кремній, тому надалі в більшості прикладів і ілюстраціях будуть використовуватися його електрофізичні параметри.

Вміст кремнію в земній корі становить 27,6...29,5 % від її маси. Таким чином, за поширеністю кремній посідає друге місце після кисню. Кремній має 14 електронів, з яких 10 перебувають на внутрішніх орбітах, а 4 – на зовнішніх, тобто у валентній зоні кожного атома кремнію перебуває по чотири електрони.

Схематичне зображення кристала кремнію на площині показано на рис. 1.3. Кожний атом кремнію оточений чотирма сусідніми атомами, з якими він зв'язаний міцними ковалентними зв'язками. У результаті валентна оболонка

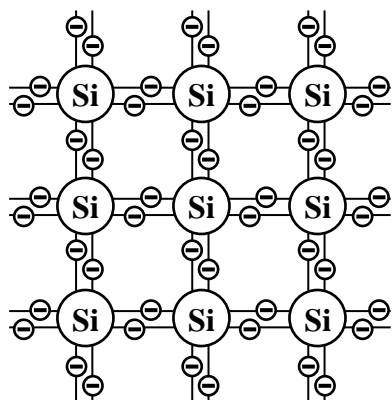


Рис. 1.3. Структура зв'язків атомів кремнію в кристалічній решітці

кожного атома кремнію має максимально можливу кількість електронів – вісім, тобто виявляється повністю заповненою. Вільних електронів, які могли б брати участь у переносі зарядів, немає. У такий спосіб чисті напівпровідники при абсолютній температурі $T = 0^\circ\text{K}$ є ідеальними діелектриками.

Однак у нормальних умовах, при температурі $T = 15 \dots 25^\circ\text{C}$, деякі валентні електрони кристалічної решітці одержують енергію, достатню для розриву ковалентного зв'язку, тобто для переходу електрона з валентної зони в зону провідності. Внаслідок розриву одного валентного зв'язку електрон відривається від атома, один зв'язок в атомі виявляється незаповненим (вільним). Незаповнений електронний зв'язок у кристалічній решітці напівпровідника називається *діркою* – вона має *позитивний заряд*, по абсолютній величині рівний заряду електрона, і, отже, є носієм позитивного заряду.

Дірка може бути заповнена електроном, який відірвався від сусіднього атома. Процес заповнення дірки електроном називається *рекомбінацією*. При цьому в сусідньому атомі на місці збіглого електрона утворюється нова дірка. Таким чином, у напівпровіднику є два носії заряду: *електрон* і *дірка*.

У звичайних умовах ($T = 15 \dots 25^\circ\text{C}$) процес виникнення пари електрон-дірка й рекомбінація відбуваються безупинно, в результаті чого встановлюється динамічна рівновага, при якій у чистому напівпровіднику концентрація електронів дорівнює концентрації дірок.

Провідність чистого напівпровідника, яка обумовлена електронами й дірками, що виникають тільки в результаті розриву парноелектронних зв'язків, називається *власною провідністю*.

При відсутності зовнішнього електричного поля електрони й дірки переміщуються в об'ємі напівпровідника хаотично. Якщо ж до напівпровідника прикласти напругу, то в ньому виникає впорядкований рух електронів в одному напрямку й дірок в іншому – протилежному напрямку. Через напівпровідник тече струм

$$I = I_n + I_p, \quad (1.1)$$

де I_n – електронний струм, А;

I_p – дірковий струм, А.

Струм, що протікає в напівпровіднику при рівноважній концентрації носіїв зарядів (електронів і дірок), називається *струмом провідності*.

Напівпровідник без домішок (*i-типу*) має *власну* електропровідність. Якщо в напівпровіднику є домішки інших речовин, то додатково до власної з'являється ще *домішкова* електропровідність, яка залежно від роду домішки може бути електронною (*negative*, тобто *n-типу*) або дірковою (*positive*, тобто *p-типу*).

Для одержання напівпровідника з електронною електропровідністю в чистий напівпровідник вводять невелику кількість елемента п'ятої групи періодичної системи хімічних елементів: сурми (Sb), миш'яку (As) або фосфору (P). Їхні атоми взаємодіють з атомами кремнію тільки чотирма своїми електронами (рис. 1.4, а), утворюючи міцні парноелектронні зв'язки з чотирма сусідніми атомами кремнію. П'ятий валентний електрон, наприклад, атома фосфору в утворенні парноелектронного зв'язку не бере участь, тобто виявляється «зайвим». Тому він слабо зв'язаний зі своїм атомом і може бути легко відірваний від нього. У результаті він перетворюється у вільний електрон, який може вільно переміщатися в міжатомному просторі напівпровідника, утворюючи *електронну провідність n-типу*.

Атом фосфору, який втратив один електрон, перетворюється в позитивний іон, який виявляється нерухомим, тому що він міцно втримується у вузлі кристалічної решітки парноелектронними зв'язками.

Рухливі носії зарядів, концентрація яких у даному напівпровіднику переважає, називаються *основними носіями зарядів*.

Елементи, атоми яких віддають свої електрони, створюючи в напівпровіднику надлишок вільних електронів, називаються *донорами*.

У напівпровіднику з донорними домішками електрони є основними носіями зарядів, а дірки – неосновними.

Напівпровідник, у якому основними носіями зарядів є електрони, називається електронним напівпровідником або напівпровідником *n-типу*.

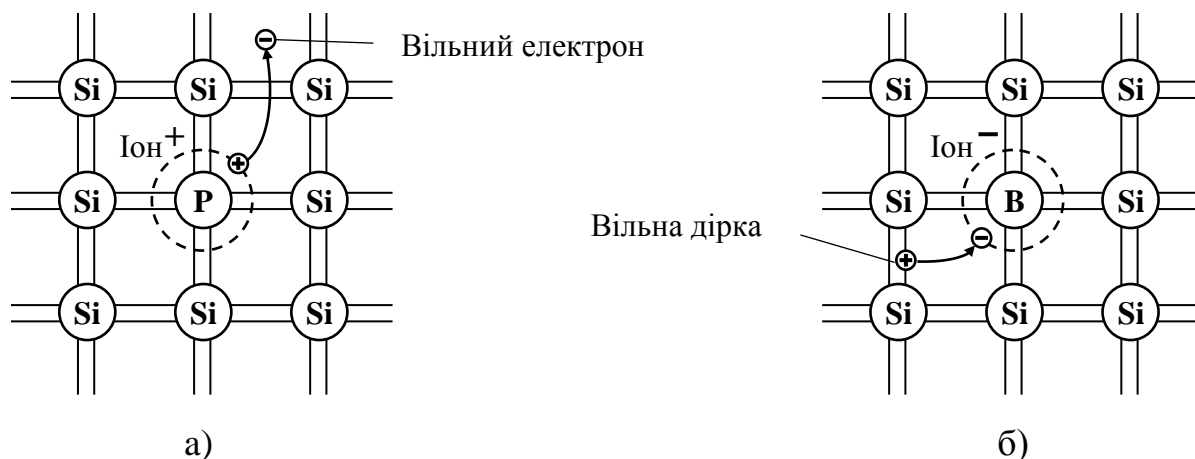


Рис. 1.4. Заміщення домішковими атомами основних атомів решітки:
 а) донорний домішок (утворюються вільний електрон і нерухомий позитивний іон); б) акцепторний домішок (утворюється вільна дірка й нерухомий негативний іон)

Для одержання напівпровідника з дірковою електропровідністю в його чистий кристал уводять домішки тривалентних елементів: індію (In), галію (Ga), бору (B) або алюмінію (Al). При цьому три валентні електрони, наприклад бору, утворюють три парноелектронних зв'язки з сусідніми атомами кремнію. У результаті теплового руху електрон одного з сусідніх атомів кремнію може перейти в незаповнений зв'язок атома бору. В атомі кремнію з'явиться один незаповнений зв'язок – дірка (рис. 1.4, б). Захоплений атомом бору, четвертий електрон кремнію утворює парноелектронний зв'язок і міцно втримується атомом бору. Атом бору стає при цьому нерухомим негативним іоном.

Домішки, атоми яких захоплюють і міцно втримують електрони атомів напівпровідника, називаються *акцепторами*. Основними носіями зарядів у напівпровіднику з акцепторною домішкою є дірки, а неосновними – електрони.

Напівпровідники, у яких основними носіями зарядів є дірки, тобто їхній надлишок перевищує концентрацію електронів, називаються дірковими напівпровідниками або напівпровідниками *p-типу*.

Електричний струм у напівпровіднику може бути викликано двома причинами:

- дією зовнішнього електричного поля;
- нерівномірним розподілом концентрації носіїв зарядів за обсягом напівпровідника.

Спрямований рух носіїв зарядів під впливом електричного поля називають *дрейфом*, а під впливом різниці концентрацій носіїв зарядів – *дифузією*. Нерівномірність концентрації зарядів у якій-небудь частині напівпровідника може виникнути під дією світла, тепла, електричного поля тощо.

1.3 Електронно-дірковий перехід (*p-n* перехід)

Область на границі двох напівпровідників (рис. 1.5, а) з різними типами електропровідності називається електронно-дірковим переходом або *p-n* переходом.

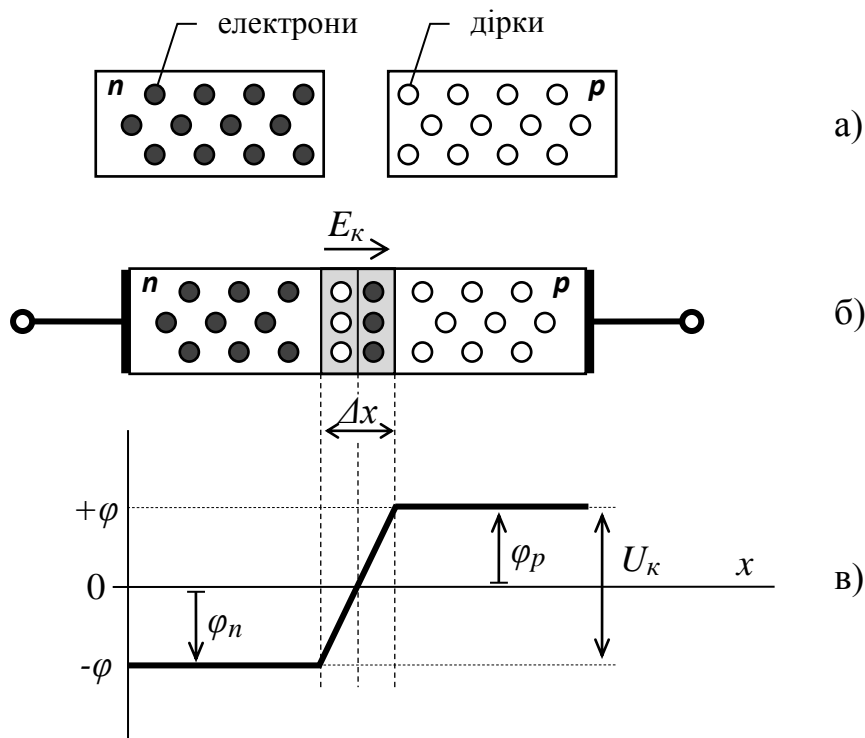


Рис. 1.5. Утворення *p-n* переходу

Нехай зовнішня напруга на переході відсутня. Через те, що носії зарядів у кожному напівпровіднику утворюють хаотичний тепловий рух, відбувається їх *дифузія* з одного напівпровідника в іншій. З напівпровідника *n-типу* в напівпровідник *p-типу* дифундують електрони, а у зворотному напрямку дифундують дірки (рис. 1.5, б). У результаті дифузії носіїв зарядів по обидві сторони границі розділу двох напівпровідників з різними типами електропровідності утворюються об'ємні заряди різних знаків. В області *n* виникає позитивний об'ємний заряд, який утворений позитивно зарядженими атомами донорної домішки. Подібно цьому в області *p* виникає негативний об'ємний заряд, утворений негативно зарядженими атомами акцепторної домішки.

Між об'ємними зарядами виникає контактна різниця потенціалів $U_k = \varphi_n - \varphi_p$ і електричне поле E_k , спрямоване від *n*- області до *p*- області (рис. 1.5, б).

Як видно, в *p-n* переході виникає потенційний бар'єр, який перешкоджає дифузії основних носіїв зарядів.

Висота потенційного бар'єра дорівнює контактній різниці потенціалів U_k і зростає при збільшенні концентрації домішок у відповідних областях, при цьому товщина p - n переходу Δx зменшується. Зі збільшенням температури висота потенційного бар'єра зменшується.

Одночасно з дифузійним переміщенням основних носіїв через границю відбувається й зворотне переміщення носіїв під дією електричного поля контактної різниці потенціалів. Таке переміщення не основних носіїв зарядів називається дрейфовим.

При відсутності зовнішнього електричного поля через p - n перехід протікають два струми: струм дифузії I_{dif} і струм дрейфу $I_{др}$. Ці струми протікають назустріч один одному, тому взаємно компенсуються – сумарний струм через p - n перехід дорівнює нулю.

Якщо до p - n переходу прикласти зовнішню напругу «плюсом» до p -області, а «мінусом» до n -області, тобто *прямую напругу* U_{np} , то створене нею зовнішнє електричне поле E_{np} виявляється спрямованим назустріч електричному полю p - n переходу E_k (рис. 1.6).

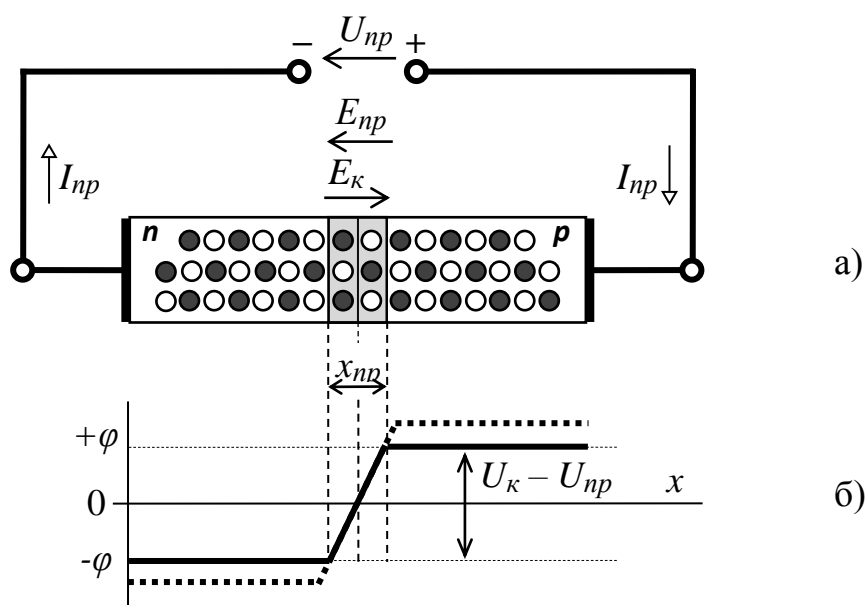


Рис. 1.6. Пряме включення p - n переходу

Висота потенційного бар'єра знижується на величину зовнішньої напруги. Одночасно зменшується товщина замикаючого шару ($\Delta x_{np} < \Delta x$) і його опір у прямому напрямку стає малим. Т.к. висота потенційного бар'єра знижується, зростає дифузійний струм, оскільки більше число носіїв зарядів може подолати знижений бар'єр. Струм дрейфу при цьому майже не змінюється, тому що він залежить головним чином від числа не основних носіїв, що попадають за рахунок своїх теплових швидкостей на p - n перехід з p - і n -областей.

При прямій напрузі $I_{dif} > I_{др}$ і тому повний струм через p - n перехід не дорівнює нулю:

$$I_{np} = I_{диф} - I_{др} > 0. \quad (1.2)$$

Струм, що протікає через p - n перехід під дією прикладеної до нього прямої зовнішньої напруги, називається *прямим струмом* I_{np} . Цей струм має напрямок з p -області в n -область.

Уведення носіїв зарядів через p - n перехід під дією прямої зовнішньої напруги в область напівпровідника, де ці носії є не основними, називається *інжекцією*.

Якщо до p - n переходу прикласти зовнішню напруга «плюсом» джерела живлення до n -області, а «мінусом» до p -області (рис. 1.7), тобто *зворотню напругу* $U_{обр}$, через перехід буде протікати дуже невеликий *зворотний струм* $I_{обр}$. Це пояснюється в такий спосіб: зовнішнє електричне поле, створене зворотною напругою $E_{обр}$, складається з полем контактної різниці потенціалів E_k . У результаті цього потенційний бар'єр підвищується, а товщина самого замикаючого шару збільшується ($\Delta x_{np} > \Delta x$). Цей шар ще сильніше збіднюється носіями, і його опір значний зростає, тобто $R_{обр} \gg R_{np}$.

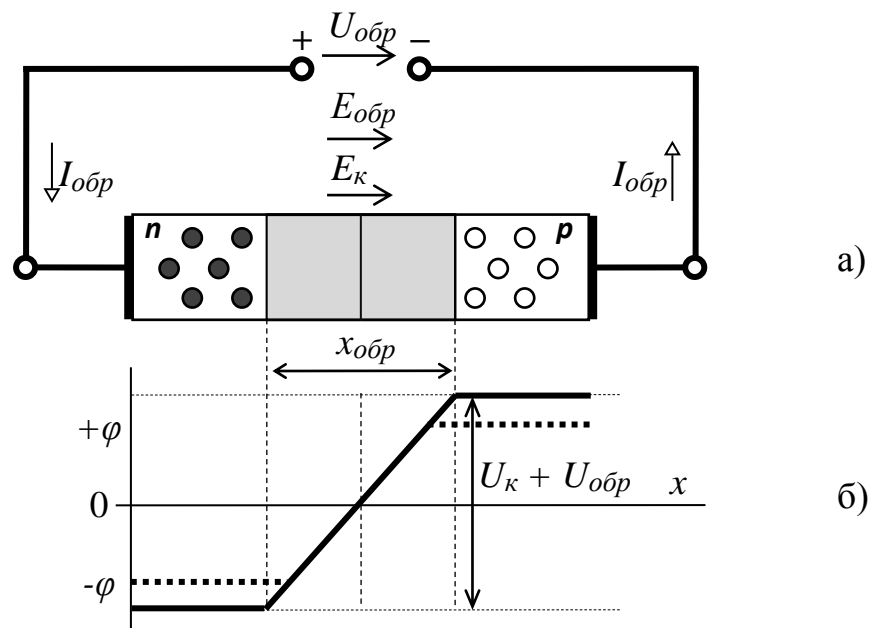


Рис. 1.7. Зворотнє включення p - n переходу

Зовнішнє поле $E_{обр}$ відтягує основні носії зарядів від p - n переходу. Переміщення вільних носіїв зарядів через p - n перехід зменшується, струм дифузії через перехід припиняється ($I_{диф} = 0$), тому що власні швидкості носіїв недостатні для подолання потенційного бар'єра. Однак не основні носії будуть переміщатися через p - n перехід, створюючи струм, що протікає з n -області в p -область (зворотний струм $I_{обр}$). Він є дрейфовим струмом не основних носіїв зарядів через p - n перехід.

Виведення неосновних носіїв через p - n перехід електричним полем, створених зворотною напругою, називають *екстракцією* носіїв зарядів.

Таким чином, p - n перехід пропускає струм тільки в одному напрямку – прямому, і не пропускає в іншому напрямку – зворотному, що визначає вентильні властивості p - n переходу.

Властивості p - n переходу ілюструються його вольтамперною характеристикою (ВАХ), яка є залежністю струму, що протікає через p - n перехід від прикладеної зовнішньої напруги $I = f(U)$ (рис. 1.8).

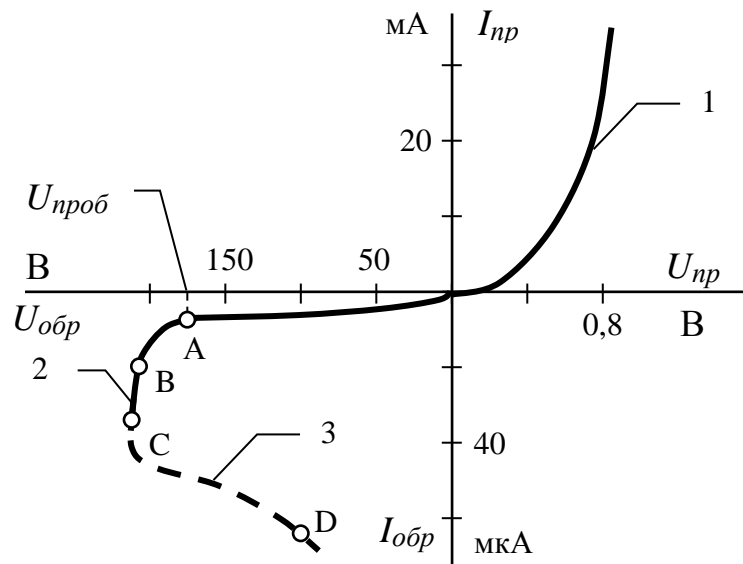


Рис. 1.8. ВАХ p - n переходу: 1 – пряма гілка; 2 – зворотна гілка при лавинному пробії; 3 – зворотна гілка при тепловому пробії

В осях I_{np} і U_{np} зображена пряма гілка ВАХ, а в осях $I_{обр}$ і $U_{обр}$ – зворотна. Пряму й зворотну гілки зображують у різному масштабі, оскільки в нормальному режимі роботи p - n переходу зворотний струм на кілька порядків менше прямого.

При досягненні зворотною напругою деякої критичної величини відбувається різке зменшення опору p - n переходу. Це явище називається пробоем p - n переходу, а відповідна йому напруга – *напругою пробою* $U_{проб}$. Розрізняють електричний і тепловий пробій. *Електричний пробій* (ділянка АВС характеристики) є оборотним, тобто при цьому пробії в переході не відбувається незворотних змін (руйнування структури речовини). Можуть існувати два види електричного пробою: лавинний і тунельний.

Лавинний пробій пояснюється лавинним розмноженням носіїв за рахунок ударної іонізації й за рахунок вибивання електронів з атомів сильним електричним полем. Цей пробій характерний для p - n переходів великої товщини, що входять при порівняно малій концентрації домішок у напівпровідниках. Пробивна напруга для лавинного пробою становить десятки або сотні вольт.

Явище *ударної іонізації* полягає в тому, що при більш високій зворотній напрузі електрони отримують більшу швидкість і, ударяючи в атоми кристаліч-

ної решітки, вибивають із неї нові електрони, які, у свою чергу, розганяються електричним полем і також вибивають з атомів електрони. Такий процес підсилюється з підвищенням напруги.

Тунельний пробій пояснюється явищем тунельного ефекту, сутність якого полягає в тому, що при полі напруженості більш 10^5 В/см, що діє в p - n переході малої товщини, деякі електрони проникають через перехід без зміни своєї енергії.

Області *теплогового пробою* відповідає на рис. 1.8 ділянка CD. Тепловий пробій незворотний і супроводжується руйнуванням структури речовини в місці p - n переходу. Це відбувається через те, що кількість теплоти, що виділяється в переході від нагрівання його зворотним струмом, перевищує кількість теплоти, що видаляється від переходу. У результаті температура переходу зростає, його опір зменшується, струм збільшується, що остаточно приводить до перегріву p - n переходу і його тепловому руйнуванню.

На електропровідність напівпровідників значний вплив має температура. При підвищенні температури підсилюється генерація пар носіїв зарядів, тобто збільшується концентрація носіїв і провідність росте. При підвищенні температури прямий і зворотний струм зростають.

Для p - n переходів на основі кремнію при нагріванні на кожні 10°C зворотний струм збільшується приблизно в 2,5 рази. Прямий струм при нагріванні p - n переходу зростає не так сильно, як зворотний (рис. 1.9).

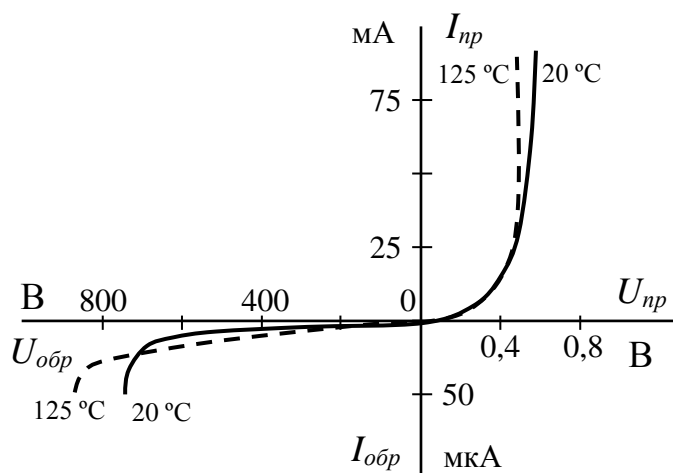


Рис. 1.9. ВАХ p - n переходу на основі кремнію при різних температурах навколишнього середовища

У чистому виді p - n перехід використовується при виготовленні напівпровідникових діодів. Структура з декількох послідовно включених p - n переходів використовується при виробництві транзисторів і тиристорів.

2 НАПІВПРОВІДНИКОВІ

ДІОДИ

2.1 Загальні положення

Напівпровідниковий діод являє собою електроперетворюючий напівпровідниковий прилад з одним електричним переходом і двома виводами, у якому використовуються властивості p - n переходу.

Напівпровідникові діоди класифікуються:

- за конструктивно-технологічними особливостями: площинні, точкові, мікросплавні;
- за потужністю: малопотужні, середньої потужності, потужні;
- за частотою: низькочастотні, високочастотні, надвисокочастотні;
- за призначенням: випрямні діоди, імпульсні діоди, стабілітрони, варикапи, тунельні діоди й ін.;
- за типом матеріалу виготовлення: германієві, кремнієві та ін.

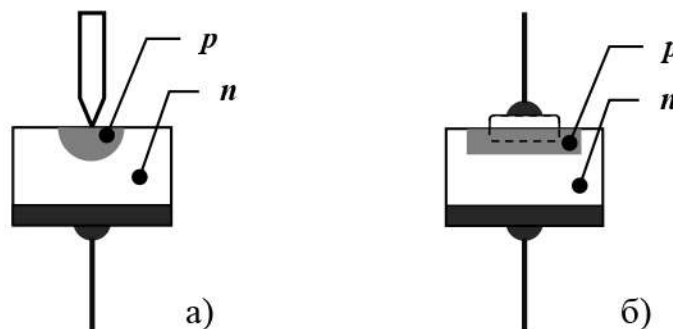


Рис. 2.1. Устрій діодів: а) точкових; б) площинних

У точковому діоді використовується пластинка германія або кремнію з електропровідністю n -типу (рис. 2.1, а). Із пластинкою стикається голка з нанесеною на неї акцепторною домішкою, яка дифундує в основний напівпровідник, створюючи область із іншим типом електропровідності. Таким чином, навколо голки утворюється p - n перехід напівсферичної форми дуже малої площі. За рахунок цього точкові діоди можуть працювати на високих частотах, однак, розраховані на невеликий струм (порядку десятків міліампер).

У площинних діодах p - n перехід утворюється двома напівпровідниками з різними типами електропровідності (рис. 2.1, б). На пластину германію або кремнію n -типу накладається матеріал акцепторної домішки й у вакуумній печі при високій температурі (порядку 500 °С) відбувається дифузія акцепторної домішки в пластину, у результаті чого утворюється область провідності p -типу

й p - n перехід великої площини. Більша площа p - n переходу дозволяє пропускати більші прямі струми, однак за рахунок великої бар'єрної ємності площинні діоди працюють тільки на низькій частоті.

Умовні позначення найбільш широко використовуваних типів напівпровідникових діодів наведені на рис. 2.2. Вивід від p -області називається *анодом*, а вивід від n -області – *катодом* (рис. 2.2, а).



Рис. 2.2. Умовні графічні позначення діодів:
а) випрямний діод; б) стабілітрон; в) варикап; г) діод Шотткі



Рис. 2.3. Зовнішній вигляд деяких напівпровідникових діодів

2.2 Випрямні діоди

Випрямний діод – це напівпровідниковий діод, призначений для перетворення змінного струму в постійний.

В основі роботи випрямних діодів лежить властивість одnobічної провідності p - n переходу, яка полягає в тому, що останній **добре проводить струм (має малий опір) при прямому включенні й практично не проводить струм (має дуже високий опір) при зворотному включенні**.

Основними параметрами випрямних напівпровідникових діодів є:

- прямий струм діода I_{np} , який нормується при певній прямій напрузі (звичайно $U_{np} = 1 \dots 2$ В);
- максимально припустимий прямий струм $I_{np.max}$ діода;
- максимально припустима зворотна напруга діода $U_{обр.max}$, при якій діод ще може нормально працювати тривалий час;

- постійний зворотній струм $I_{обр}$, що протікає через діод при зворотній напрузі, що дорівнює $U_{обр.max}$;
- середній випрямлений струм $I_{ср}$, який може довгостроково проходити через діод при припустимій температурі його нагрівання;
- максимально припустима потужність P_{max} , що розсіюється діодом, при якій забезпечується задана надійність діода.

Вибір випрямного діода по довідковій літературі відбувається за струмом $I_{np.max}$ і напругою $U_{обр.max}$.

Падіння напруги в прямому включенні в германієвих діодах становить $\Delta U_{np} = 0,3...0,6$ В, у кремнієвих – $\Delta U_{np} = 0,8...1,2$ В. Найбільш часто застосовуються останні. **Для технічних розрахунків, якщо особливо не обумовлюється, приймається пряма напруга на діоді $U_{np} = 1$ В.**

Зі збільшенням температури пряме падіння напруги зменшується, що пов'язане зі зменшенням висоти потенційного бар'єра.

Працездатність германієвих діодів зберігається аж до температури $+85^{\circ}\text{C}$ навколишнього середовища. Кремнієві діоди мають більш широкий діапазон припустимих температур і можуть працювати до $+150^{\circ}\text{C}$.

Припустима зворотна напруга германієвих діодів досягає $100...400$ В, а кремнієвих – $1000...1500$ В.

Випрямні діоди застосовуються для перетворення змінного струму в постійний, використовуються в схемах керування й комутації для обмеження небажаних викидів напруг, у якості елементів електричної розв'язки ланцюгів тощо.

У ряді потужних перетворювальних приладів вимоги до середнього значення прямого струму $I_{ср}$ або зворотної напруги $U_{обр.max}$ перевищують номінальні значення параметрів існуючих діодів. У цих випадках застосовується паралельне або послідовне з'єднання діодів.

Паралельне згідне з'єднання діодів (рис. 2.4, а) застосовують у тому випадку, коли потрібно одержати прямий струм, що перевищує граничний припустимий струм одного діода. Струм ланцюга при паралельному включенні діодів

$$I_{np} = I_{np1} + I_{np2}. \quad (2.1)$$

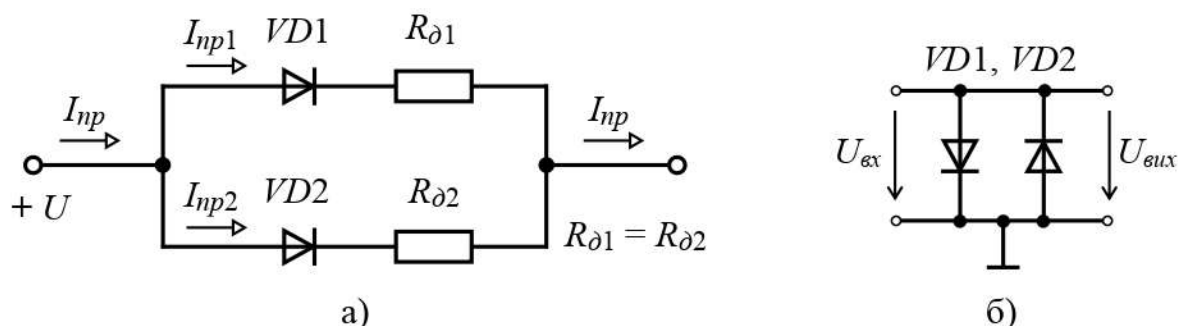


Рис. 2.4. Паралельне включення діодів

Внаслідок розкиду параметрів навіть однотипних діодів їх прямі гілки ВАХ мають відмінності. Із цієї причини паралельно включені діоди можуть бути навантажені по-різному, у деяких гілках прямий струм може перевищувати граничний струм одного з діодів, а це спровокує тепловий пробій усіх діодів. Для вирівнювання струмів у гілках послідовно з діодами включають зрівняльні резистори з опором в одиниці Ом.

Зустрічно-паралельне з'єднання діодів (рис. 2.4, б) застосовують для двостороннього обмеження вхідного сигналу за рівнем близько 1 В, наприклад, для захисту входу підсилювача з великим коефіцієнтом підсилення.

Послідовне з'єднання (рис. 2.5) діодів застосовують для збільшення сумарної припустимої зворотної напруги. Через відмінність зворотних гілок ВАХ зворотна напруга, що прикладена до діодів може розподілятися нерівномірно. До діода, у якого опір зворотного включення більше, буде прикладена й більша напруга, яка може виявитися вище граничного припустимого значення, що приведе до пробію діода й обриву кола.

Зворотна напруга кола при послідовному включенні діодів

$$U_{обр} = U_{обр1} + U_{обр2}. \quad (2.2)$$

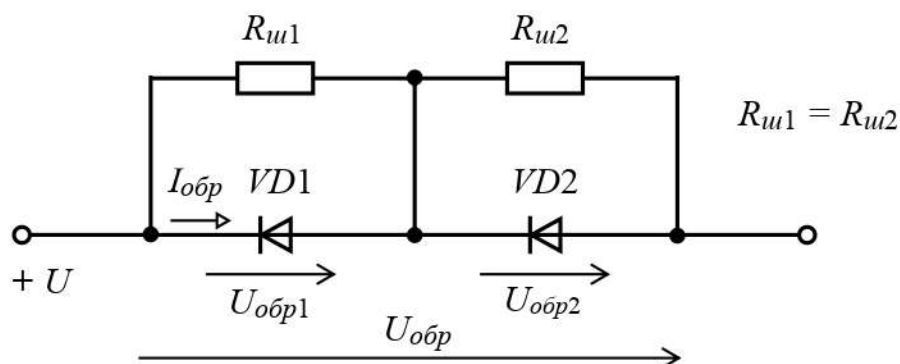


Рис. 2.5. Послідовне включення діодів

Для того, щоб зворотна напруга розподілялася рівномірно між діодами незалежно від їхніх зворотних опорів, застосовують шунтування діодів резисторами порядку 100 кОм на кожні 100 В – цього заходу досить для низькочастотних ланцюгів. У високочастотних ланцюгах для усунення імпульсних перенапруг кожний діод додатково шунтується конденсатором, ємність якого приймається на рівні паспортної ємності *p-n* переходу.

2.3 Стабілітрони

Напівпровідниковий стабілітрон (діод Зеннера) – це напівпровідниковий діод, напруга на якому в області електричного пробію слабо залежить від струму і який використовується для стабілізації напруги (підтримки незмінного рівня).

У напівпровідникових стабілітронах використовується властивість незначної зміни зворотної напруги на *p-n* переході при електричному пробіі. Це пов'язане з тим, що невелике збільшення напруги на *p-n* переході в режимі

електричного пробою викликає більш інтенсивну генерацію носіїв заряду й значне збільшення зворотного струму.

Низьковольтні стабілітрони виготовляють на основі матеріалу з малим опором, в них застосовується явище тунельного електричного пробою. Високовольтні стабілітрони виготовляють на основі матеріалу з високим опором – їх принцип дії пов'язаний з лавинним електричним пробоєм.

Оскільки ділянка електричного пробою відповідає прикладеній до *p-n* переходу зворотній напрузі, то нормальне включення стабілітрона – зворотне й використовується його зворотна гілка ВАХ (рис. 2.6). Пряма гілка ВАХ стабілітрона аналогічна ВАХ випрямного діода.

Основні параметри стабілітронів:

- напруга стабілізації U_{cm} (опорна напруга);
- мінімальний $I_{cm.min}$ і максимальний $I_{cm.max}$ струми стабілізації;
- максимальна припустима потужність, що розсіюється, P_{max} ;
- диференційний опір на ділянці стабілізації (крутість ВАХ в області електричного пробою)

$$r_{\partial} = \frac{\Delta U_{cm}}{\Delta I_{cm}}. \quad (2.3)$$

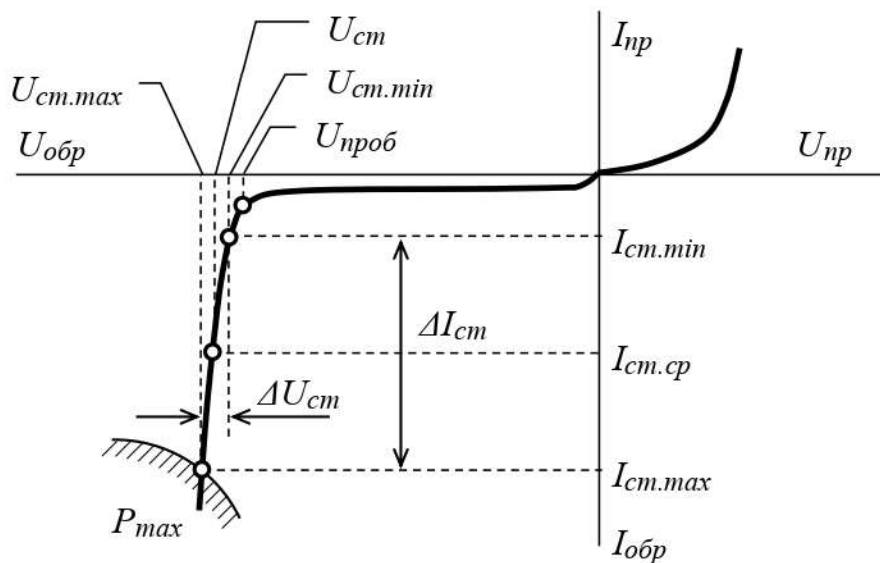


Рис. 2.6. Вольт-амперна характеристика стабілітрона

Вибір стабілітрона по довідковій літературі проводиться за напругою стабілізації U_{cm} і струмами $I_{cm.min}$, $I_{cm.max}$.

Стабілітрони випускаються на цілий ряд значень напруги – від 3,3 до 200 В, із припустимою потужністю розсіювання від часток Вт до 50 Вт. Їх використовують для стабілізації напруг джерел живлення, а також для фіксації рівнів напруг у різних схемах.

Стабілізацію низьковольтної напруги в межах 0,3...3 В можна одержати при використанні прямої гілки ВАХ кремнієвих діодів. Діод, у якому для стабілізації напруги використовується пряма гілка ВАХ, називають *стабістором*.

Стабілітрони допускають послідовне включення (рис. 2.7, а), при цьому результуюча напруга стабілізації дорівнює сумі напруг стабілітронів:

$$U_{cm} = U_{cm1} + U_{cm2} \quad (2.5)$$

При необхідності забезпечити стабілізацію двуполярної або змінної напруги стабілітрони включають послідовно зустрічно (рис. 2.7, б). Сумарна ВАХ кола в цьому випадку симетрична відносно початку координат. На цьому принципі випускаються двосторонні (симетричні) стабілітрони (рис. 2.7, в).

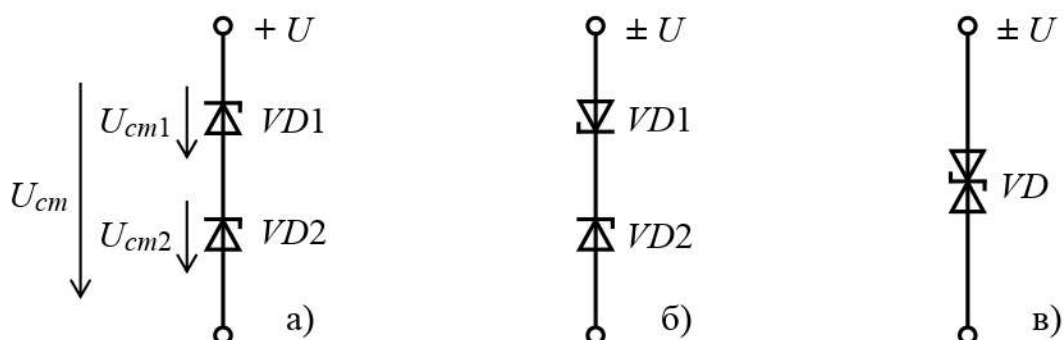


Рис. 2.7. Включення стабілітронів

Паралельне з'єднання стабілітронів неприпустиме, тому що через розкид характеристик і параметрів із усіх паралельно з'єднаних стабілітронів струм буде протікати тільки в тому, який має найменшу опорну напругу U_{cm} , що спричинить перегрів стабілітрона й подальший його вихід з ладу.

2.4 Варикапи

У закритому стані $p-n$ перехід має високий опір і виконує роль діелектрика. По обидві його сторони розташовано два різнойменні об'ємні заряди $+q_{обр}$ і $-q_{обр}$, створені іонізованими атомами донорної та акцепторної домішок, внаслідок чого $p-n$ перехід має ємність. Цю ємність називають *бар'єрною ємністю*.

Варикап – це напівпровідниковий діод, у якому застосовується залежність бар'єрної ємності від величини зворотної напруги і призначений для застосування як елемента з електрично керованою ємністю. Ця залежність описується вольт-фарадною характеристикою (рис. 2.8).

Основні параметри варикапів:

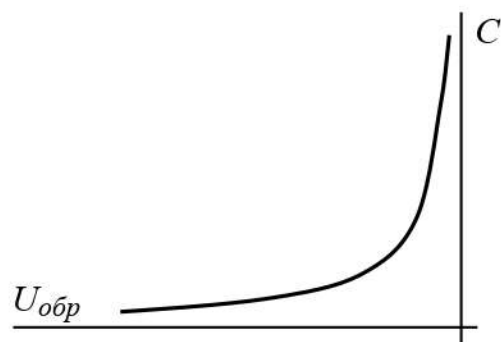


Рис. 2.8. Вольт-фарадна характеристика варикапа

- номінальна ємність C_g – ємність при заданій зворотній напрузі;
- коефіцієнт перекриття по ємності – відношення ємностей варикапа при двох заданих значеннях зворотних напруг

$$k_C = \frac{C_{\max}}{C_{\min}}. \quad (2.6)$$

Варикапи широко застосовуються в різних електронних схемах для автоматичного підстроювання частоти, у параметричних підсилювачах тощо.

2.5 Діоди з бар'єром Шотткі

Для випрямлення малих напруг високої частоти широко застосовуються *діоди з бар'єром Шотткі*. У цих діодах замість p - n переходу використовується контакт металевої поверхні з напівпровідником. У місці контакту виникає збіднений носіями заряду шар напівпровідника.

Переваги діодів з бар'єром Шотткі від діодів з p - n переходом, які особливо важливі при перетворенні високочастотних сигналів:

- більш низьке пряме падіння напруги (0,2...0,4 В) дає можливість застосування на більших струмах (десятки амперів);
- низька ємність переходу метал-напівпровідник дозволяє значно підвищити робочу частоту діода (сотні кГц), знизити рівень випромінюваних їм завад і зменшити кидки струму при комутації.

Недоліком діодів з бар'єром Шотткі є:

- низька припустима зворотна напруга – вона обмежена рівнем 250 В, при перевищенні якого діод виходить із ладу, тоді як у звичайного діода виникає оборотний електричний пробій;
- порівняно з кремнієвими діодами мають підвищений зворотний струм.

Діоди Шотткі застосовуються у високочастотних випрямлячах, імпульсних блоках живлення.

2.6 Розрахунки електричних кіл з напівпровідниковими діодами

2.6.1 Розрахунки електричних кіл з випрямними діодами

У колі послідовно з діодом включається яке-небудь навантаження, наприклад резистор (рис. 2.9, а). Прямий струм у колі тече тоді, коли на аноді присутній більший потенціал відносно катода.

Оскільки діод має нелінійний опір постійному струму R_o , розрахунок кола ведеться графічним методом. Як правило, відомі значення E , R_n і вольт-амперна характеристика діода, потрібно визначити струм у колі I , а також напругу на діоді U_{VD} .

ВАХ діода слід розглядати як графік деякого рівняння, що зв'язує величини I і U . Для опору R_n подібним рівнянням є закон Ома, який являє собою вольт-амперну характеристику лінійного опору:

$$I = \frac{U_R}{R_n} = \frac{E - U_{VD}}{R_n}. \quad (2.7)$$

Отже, є два рівняння із двома невідомими I і U , причому одне з рівнянь задане графічно. Для розв'язання такої системи рівнянь необхідно побудувати графік другого рівняння й знайти координати точки перетину двох графіків.

Рівняння для опору R_n – це рівняння першого ступеня відносно I і U . Його графіком є пряма лінія, яка називається *лінією навантаження*. Вона будується по двом точкам на осях координат.

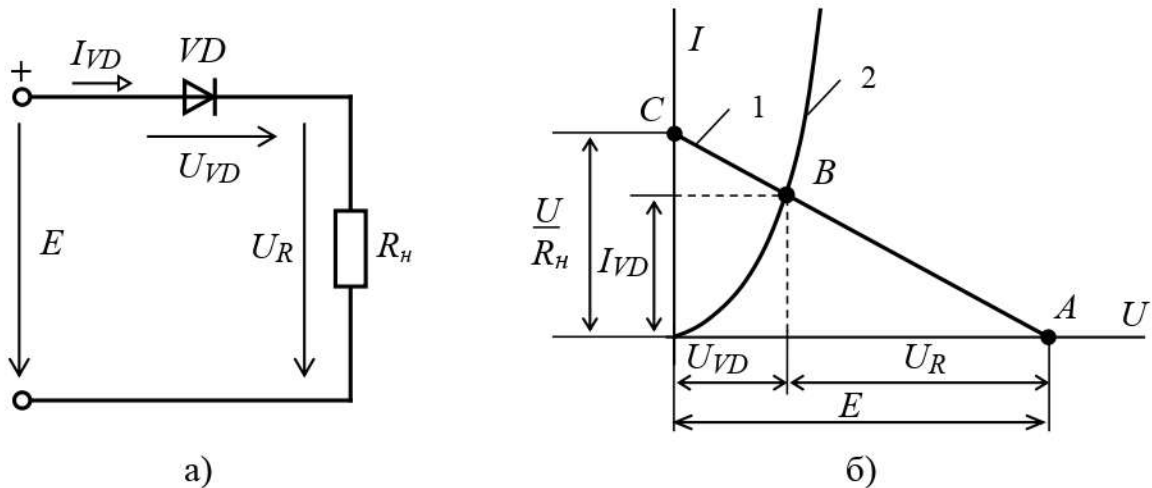


Рис. 2.9. Розрахунок кола постійного струму з діодом:
1 – ВАХ резистора R_n ; 2 – ВАХ діода

При $I = 0$ з рівняння (2.7) одержуємо: $E - U = 0$ або $U = E$, що відповідає положенню точки A на рис. 2.9, б.

Якщо $U = 0$, то $I = E/R_n$. Відкладаємо цей струм на осі ординат (точка C). Через точки A і C проводимо пряму, яка є лінією навантаження. Координати точки перетину двох ВАХ дають загальний розв'язок поставленого завдання – координати точки B .

Слід зазначити, що графічний розрахунок робочого режиму діода можна не робити, якщо $R_n \gg R_o$. У цьому випадку припустимо зневажити опором діода й визначати струм приблизно: $I \approx E/R_n$.

Розглянутий метод розрахунку можна застосувати на змінному струмі для миттєвих, амплітудних або діючих значень.

Оскільки напівпровідникові діоди добре проводять струм у прямому напрямку й погано у зворотному, то більшість напівпровідникових діодів застосовується для випрямлення змінного струму.

Найпростіша схема для випрямлення змінного струму, який, наприклад, змінюється за синусоїдальним законом показана на рис. 2.10, а. В схемі до джерела е.р.с. змінного струму e послідовно підключені діод VD і навантаження R_n .

Робота найпростішого випрямляча відбувається таким чином. Протягом позитивного півперіоду напруга для діода є прямою і по колу тече струм, що

створює на резисторі R_H падіння напруги U_R . Протягом негативного півперіоду напруга є зворотною, струм практично відсутній, тому $U_R = 0$. Таким чином, через діод і навантажувальний резистор проходить пульсуючий струм у вигляді імпульсів позитивної полярності, що тривають півперіода. Цей струм називають *випрямленим струмом*. Він створює на резисторі R_H *випрямлену напругу*. Графіки миттєвих діаграм (рис. 2.10, б) ілюструють процеси, що відбуваються у випрямлячі.

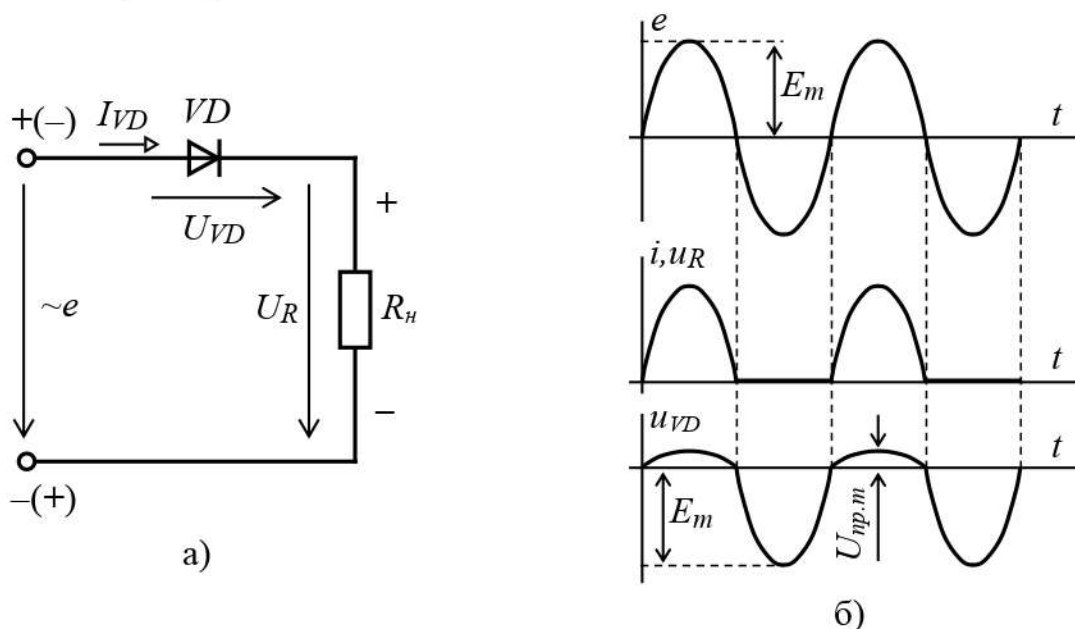


Рис. 2.10. Випрямлення змінного струму

Амплітуда напруги $U_{np.m}$ позитивних півхвиль на діоді дуже мала. Це пояснюється тим, що під час протікання прямого струму більша частина напруги джерела падає на резисторі R_H , опір якого значно перевищує опір діода. Рівняння рівноваги для розглянутого кола згідно до закону Кірхгофа

$$E_m = U_{np.m} + U_{Rm}. \quad (2.8)$$

Таким чином

$$U_{np.m} = E_m - U_{Rm} = E_m - R_H I_m \ll E_m. \quad (2.9)$$

Звичайно, пряма напруга на напівпровідниковому діоді не перевищує 1...2 В. Наприклад, діюче значення джерела е.р.с. складає $E = 200$ В, відповідно амплітуда дорівнює $E_m = \sqrt{2}E = 280$ В. Якщо $U_{np.m} = 2$ В, тоді падіння напруги на навантаженні $U_{rm} = 278$ В.

При негативній півхвилі е.р.с. p - n перехід виявляється включеним у зворотному напрямку – струм практично відсутній, спадання напруги U_R на резисторі дорівнює нулю. Уся напруга джерела прикладена до діода і є для нього зворотною напругою. Таким чином, амплітудне значення зворотної напруги дорівнює амплітуді е.р.с. джерела

$$U_{обр.m} = E_m. \quad (2.10)$$

2.6.2 Розрахунки електричних кіл зі стабілітронами

Найпростіша схема із застосуванням стабілітрона наведена на рис. 2.11, а. Навантаження підключається паралельно стабілітрону – таким чином, напруга на навантаженні U_R і на стабілітроні $U_{ст}$ будуть однакові. Для обмеження струму стабілітрона в ланцюг включений резистор $R_{огр}$. Звичайно опір $R_{огр}$ розраховується для середньої точки M , яка знаходиться на ділянці стабілізації ВАХ стабілітрона (рис. 2.11, б).

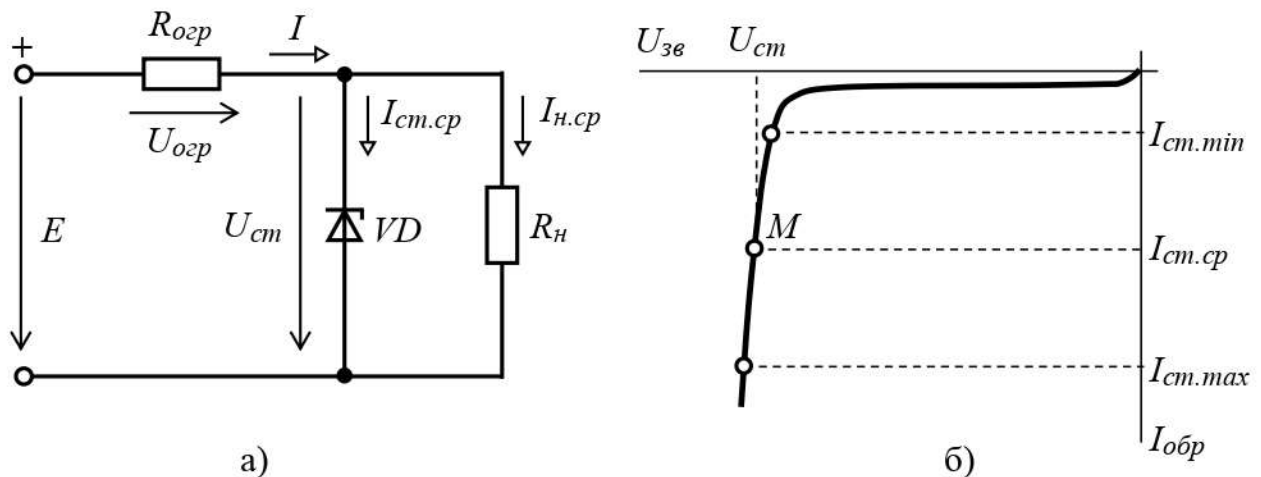


Рис. 2.11. Коло постійного струму зі стабілітроном

Розглянемо випадок із джерелом е.р.с. постійного струму, коли $E = \text{const}$, а опір R_n змінюється в межах від $R_{n.\text{min}}$ до $R_{n.\text{max}}$. Для наведеної схеми рівняння балансу кола за другим законом Кірхгофа має вигляд:

$$E = U_{огр} + U_{ст} = R_{огр} \cdot (I_{ст.ср} + I_{н.ср}) + U_{ст}, \quad (2.11)$$

з якого можна знайти опір $R_{огр}$

$$R_{огр} = \frac{E - U_{ст}}{I_{ст.ср} + I_{н.ср}}, \quad (2.12)$$

де $I_{ст.ср}$ – середній струм стабілітрона, мА;

$$I_{ст.ср} = \frac{I_{ст.\text{min}} + I_{ст.\text{max}}}{2}; \quad (2.13)$$

I_n – струм навантаження (при $R_n = \text{const}$), мА;

$$I_n = \frac{U_{ст}}{R_n}; \quad (2.14)$$

$I_{н.ср}$ – середній струм навантаження (при $R_n = \text{var}$), мА;

$$I_{н.ср} = \frac{I_{н.\text{min}} + I_{н.\text{max}}}{2}, \quad (2.15)$$

причому

$$I_{H.min} = \frac{U_{cm}}{R_{H.max}} ; \quad I_{H.max} = \frac{U_{cm}}{R_{H.min}}. \quad (2.16)$$

Оскільки величина опору $R_{озр}$ незмінна, падіння напруги на ньому $U_{озр} = (E - U_{cm})$ також не змінюється, отже і струм, що тече по ньому $I = (I_{cm.cp} + I_{H.cp})$, повинен залишатися незмінним. Це можливо у випадку якщо струм стабілітрона $I_{cm.cp}$ і струм навантаження $I_{H.cp}$ змінюються однаковою мірою, але в протилежні сторони. Наприклад, якщо $I_{H.cp}$ збільшується, то струм $I_{cm.cp}$ на стільки ж зменшується, а їх сума залишається незмінною.

Розглянемо випадок із джерелом е.р.с. змінного струму (рис. 2.12, а).

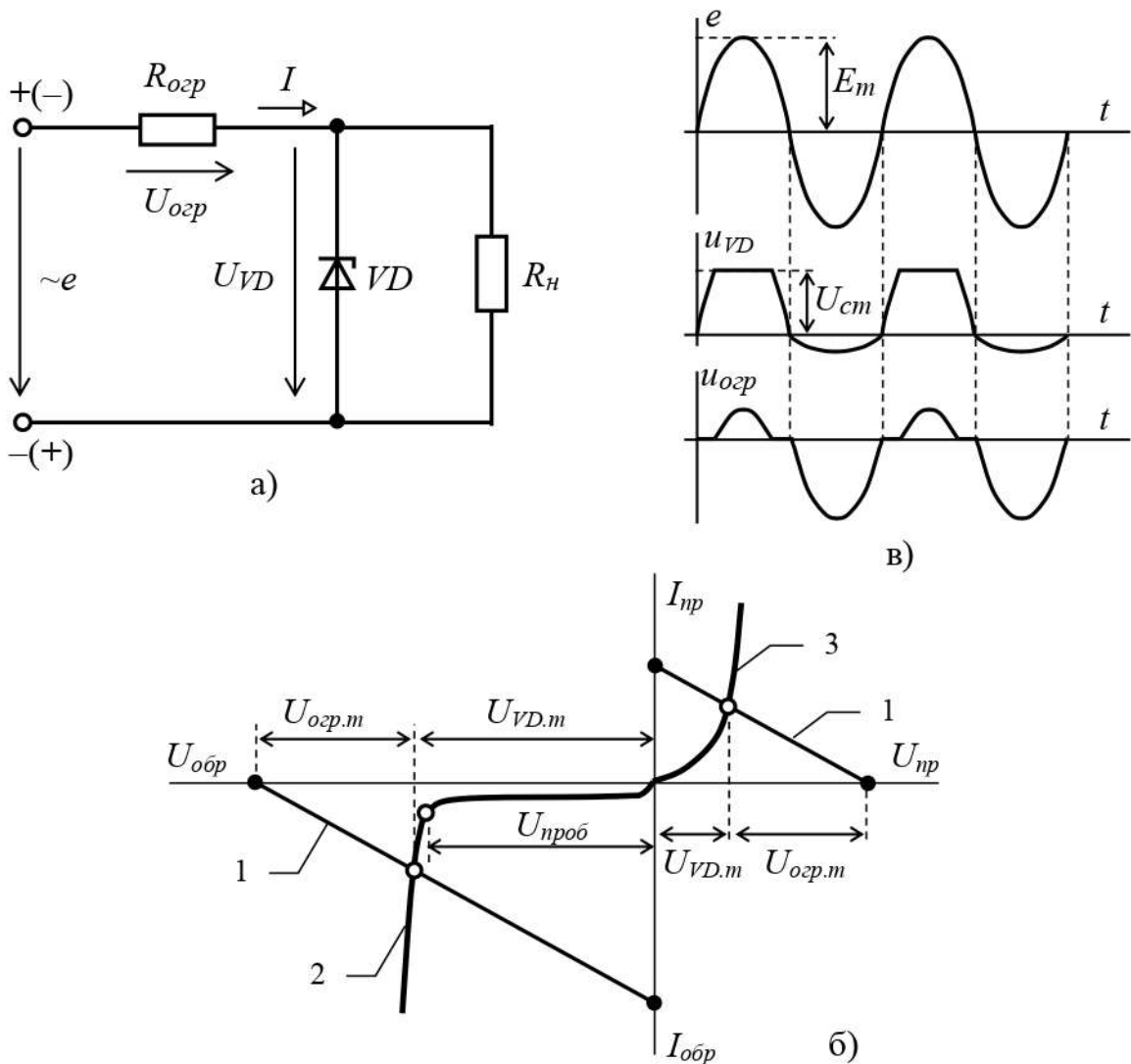


Рис. 2.12. Коло змінного струму із стабілітроном: 1 – ВАХ резистора $R_{озр}$; 2 – зворотна гілка ВАХ стабілітрона; 3 – пряма гілка ВАХ стабілітрона

У позитивний півперіод на стабілітрон подається зворотна напруга. Поки напруга джерела не досягне напруги пробію стабілітрона $U_{проб}$ (рис. 2.12, б) струм у колу відсутній – виходить, що вся напруга буде падати на стабілітроні.

Як тільки напруга джерела стане рівною $U_{проб}$, відбудеться електричний пробій стабілітрона VD , напруга на ньому буде залишатися незмінною і рівною напрузі стабілізації $U_{ст}$. Вся напруга, що залишилася, буде прикладена до резистора $R_{огр}$ доти, поки напруга джерела не зменшиться до величини $U_{проб}$.

У негативний півперіод стабілітрон включений у прямому напрямку, падіння напруги на ньому складе порядку $U_{np} = 1$ В. Частка напруги джерела, що залишилася, яка дорівнює $U_R = (E - U_{np})$ упаде на резисторі $R_{огр}$.

Графіки миттєвих діаграм (рис. 2.12, в) ілюструють розглянутий випадок.

2.7 Перевірка справності напівпровідникових діодів

Справність напівпровідникових діодів можна перевірити за допомогою стрілочного мультиметра, що працює в режимі омметра (рис. 2.13). У справного діода опір у прямому включенні близький до нуля, а у зворотному – високий і становить одиниці-десятки кОм.



Рис. 2.13. Перевірка діодів за допомогою омметра

У сучасних електронних мультиметрах існує режим перевірки діодів, який позначається на шкалі вибору режимів знаком $\rightarrow|$.

У справного діода в прямому включенні прилад покаже тризначне число, яке відповідає прямому падінню напруги в мілівольтах (рис. 2.14, а). У зворотному включенні на шкалі приладу буде відображатися значення «1» (рис. 2.14, б), що відповідає закритому $p-n$ переходу справного діода.

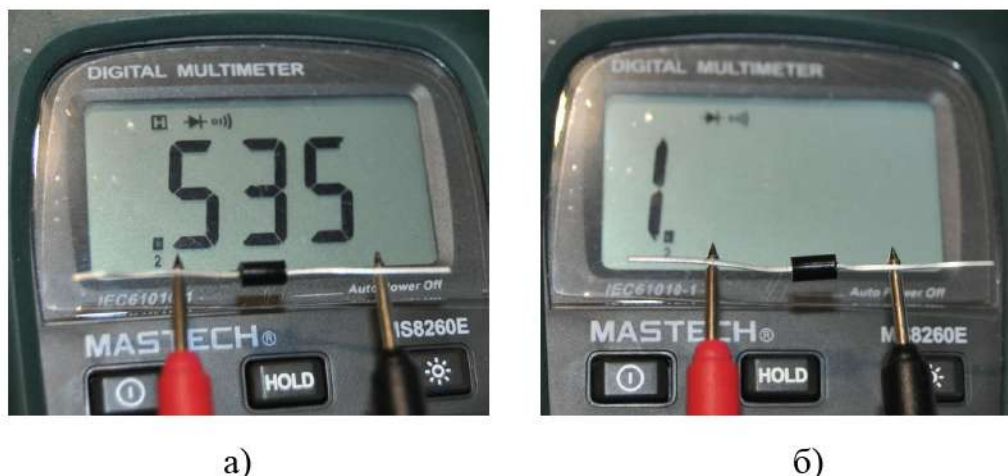


Рис. 2.14. Перевірка діодів за допомогою цифрового мультиметра

3 ПЕРЕМИКАЮЧІ ПРИЛАДИ

Перемикаючими називають напівпровідникові прилади, вольт-амперна характеристика яких має ділянку з негативним диференційним опором і які використовуються для перемикання.

До перемикаючих приладів відносять диністор, триністор, симістор і одноперехідний транзистор. Усі вони мають одну загальну назву – тиристор.

Тиристор – це електроперетворюючий напівпровідниковий прилад із трьома або більш p - n переходами, що характеризується двома стійкими станами, вольт-амперна характеристика якого має ділянку з негативним диференційним опором.

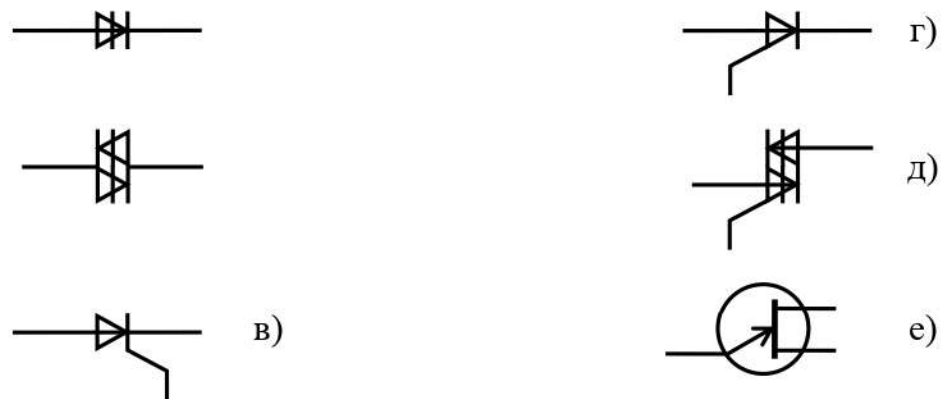


Рис. 3.1. Умовні графічні позначення перемикаючих пристроїв: а) диністор несиметричний; б) диністор симетричний; в) триністор, керований по катоду; г) триністор, керований по аноду; д) симістор; е) одноперехідний транзистор с n -базою.

3.1 Двохелектродні тиристори (диністори)

Диністор – це тиристор, що має два зовнішні виводи (анод і катод) і являє собою чотиришаровий напівпровідниковий прилад, що складається з чотирьох областей, провідності яких чергуються (рис. 3.2, а).

Крайні області p_1 і n_2 називаються емітерами, а середні p_2 і n_1 – базами. Як видно, диністор має три p - n переходи, причому два з них – $П1$ і $П3$ працюють у прямому напрямку, а середній перехід $П2$ – у зворотному. Крайню область p називають анодом, а крайню область n – катодом.

Перехід диністора із закритого стану у відкритий відбувається при досягненні прямою напругою, що прикладена між анодом і катодом деякої граничної величини – напруги вмикання $U_{вкл}$.

Якщо до диністора VS прикласти пряму напругу $U_{np} < U_{вкл}$ (рис. 3.2, а), то переходи $П1$ і $П3$ зміщаються в прямому, а $П2$ – у зворотному напрямку.

Висота потенційних бар'єрів $\Pi 1$ і $\Pi 3$ зменшується. Дірки інжектуються з емітера p_1 у базу n_1 , а електрони з емітера n_2 у базу p_2 . Поле зворотного зміщеного переходу $\Pi 2$ дірки з бази n_1 виводяться в базу p_2 , а електрони – з бази p_2 у базу n_1 (явище екстракції). Поява в базах n_1 і p_2 додаткових основних носіїв зарядів ще більше зменшує висоту потенційних бар'єрів переходів $\Pi 1$ і $\Pi 3$. Це викликає додаткову інжекцію дірок і електронів через переходи $\Pi 1$ і $\Pi 3$.

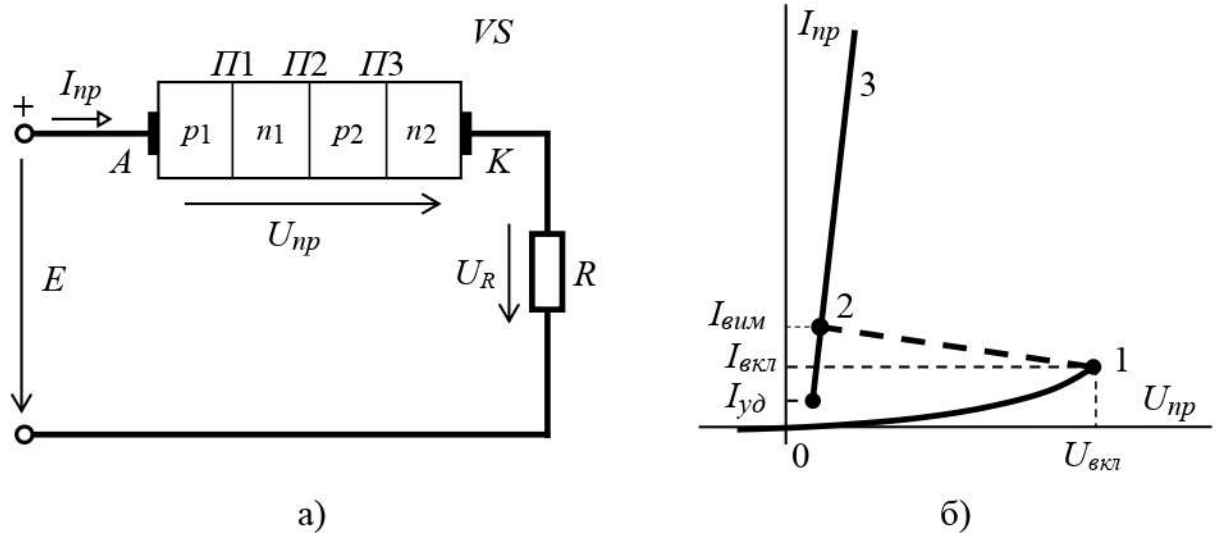


Рис. 3.2. Диністор: а) структурна схема; б) ВАХ

Якщо до диністора прикласти пряму напругу $U_{np} \geq U_{вкл}$, описаний процес набуває лавиноподібного характеру. Різко зменшуються опори областей n_1 і p_2 і відкривається перехід $\Pi 2$. Струм I_{np} збільшується, а напруга U_{np} зменшується. На вольт-амперній характеристиці з'являється ділянка негативного диференційного опору – ділянка 1-2 (рис. 3.2, б), який відповідає нестійкому стану. Диністор відкривається й стрибкоподібно переходить із закритого стану (ділянка 0-1) у відкритий (ділянка 2-3). При цьому опір диністора різко зменшується й падіння напруги на ньому становить $U_{np} = 0,5 \dots 1$ В. Решта напруги джерела E падає на обмежувальному резисторі R (рис. 3.2, а).

Таким чином, диністор може перебувати у двох станах: **закритому**, який характеризується великим падінням напруги на диністорі й проходженням малих струмів через нього, тобто більшим опором, і **відкритому**, який характеризується малим падінням напруги на диністорі й проходженням більших струмів через нього, тобто малим опором.

Для вимикання диністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{np} < I_{уд}$, (де $I_{уд}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, при якому диністор ще залишається у включеному стані) або подати на прилад напругу зворотної полярності.

Диністори застосовуються в безконтактних перемикаючих приладах, які керуються напругою.

3.2 Триелектродні тиристори (триністори)

Триністор – це тиристор, що має три зовнішні виводи (анод, катод і керуючий електрод).

Від додаткового зовнішнього джерела E_y за рахунок струму керування I_y через керуючий електрод (КЕ) у базу p_2 вводиться додаткова кількість основних носіїв – дірок (рис. 3.3, а), що дозволяє включити триністор при меншому значенні $U_{вкл}$ чим диністор (рис. 3.3, б). Подаючи через вивід КЕ пряму напругу на перехід ПЗ, який працює в прямому напрямку, можна регулювати значення $U_{вкл}$.

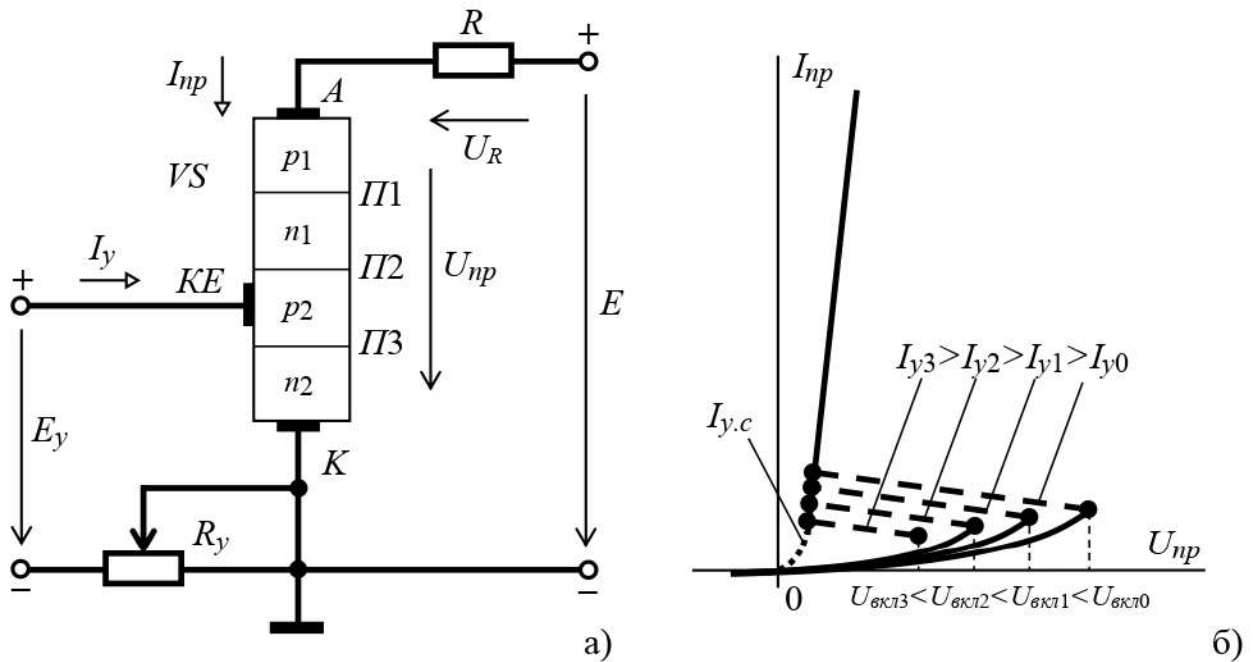


Рис. 3.3. Триністор: а) структурна схема; б) ВАХ

Ці основні властивості триністора відображаються вольт-амперними характеристиками, наведеними на рис. 3.3, б для різних струмів керуючого електрода I_y . Чим більше цей струм, тем потрібне менша напруга $U_{вкл}$ на тиристорі, для того щоб він відкрився. Найбільш висока напруга $U_{вкл}$ відповідає відсутності струму керуючого електрода ($I_y = 0$), коли триністор по суті перетворюється в диністор. І навпаки, при значному струмі $I_y = I_{y.c}$ (струм випрямлення) характеристика триністора наближається до характеристики прямого струму звичайного діода.

Умова включення тріодного тиристора:

$$\begin{cases} U_{np} \geq U_{вкл} \text{ при } I_y = \text{const}; \\ I_{np} \geq I_{вкл}, \end{cases} \quad (3.1)$$

де $I_{вкл}$ – струм вимикання – мінімальний прямий струм, що підтримує тиристор у включеному стані безпосередньо після його включення й зняття керування.

Особливістю триністора є те, що будучи включеним, він перебуває в такому стані навіть при знятті керуючої напруги. Ця властивість дозволяє включати триністор за допомогою короткого імпульсу струму й тим самим значно знизити витрати енергії на керування тиристором.

Для вимикання триністора необхідно зменшити прямий струм до значення $I_{np} < I_{y\partial}$ (де $I_{y\partial}$ – струм утримання – мінімальний прямий струм, який не виключає тиристор) або подати на прилад напругу зворотної полярності. Якщо тиристор включений у коло джерела змінної напруги, то його перемикання з провідного стану в замкнений відбувається автоматично при переході позитивної півхвилі напруги через нуль.

3.3 Симетричні тиристори (симістори)

Симістор (симетричний тиристор) – це напівпровідниковий прилад, що має однакові ВАХ при різних полярностях прикладеної напруги, та що проводить струм в обох напрямках.

Основою некерованого симістора (*діака*) є кремнієва монокристалічна структура, що полягає з п'яти областей з типами електропровідності, що чергуються, які утворюють *чотири* p - n переходи (рис. 3.4, а).

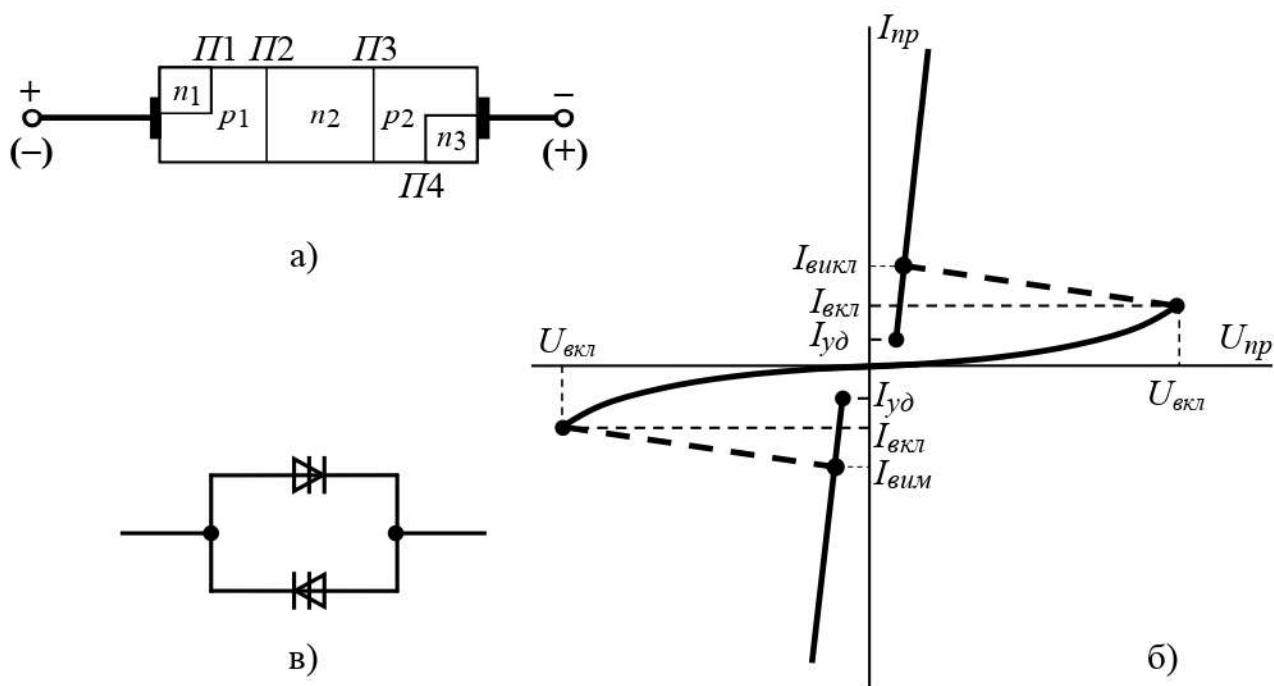


Рис. 3.4. Некерований симістор: а) структурна схема; б) ВАХ; в) складений симістор, виконаний з двох діністорів

Якщо на некерований симістор подати напругу плюсом на область n_1 і мінусом на область n_3 , то p - n перехід П1 виявиться включеним у зворотному напрямку, і струм, що проходить через нього, буде дуже малий. Увесь струм через симістор при такій полярності прикладеної напруги буде проходити через область p_1 . Четвертий p - n перехід П4 буде включений у прямому напрямку й

при достатньому значенні напруги через нього буде відбуватися інжекція електронів.

Таким чином, при обраній полярності зовнішньої напруги робоча частина тиристора являє собою структуру $n-p-n$, у якій відбуваються ті ж процеси, що й у звичайному диністорі, що приводять до перемикання його із закритого стану у відкритий і навпаки. При зворотній полярності, показаній знаками в дужках, струм тече у зворотному напрямку. Робота симістора ілюструється вольт-амперною характеристикою, симетричною відносно початку координат (рис. 3.4, б).

Роль некерованого симістора (рис. 3.1, б) може виконувати два диністора, включених паралельно (рис. 3.4, в).

Більш широке застосування знайшли керовані симістори (*тріаки*), у яких до однієї з областей з електропровідністю p -типу приладнений вивід – керуючий електрод (рис. 3.5). Симістори застосовують у ланцюгах змінного струму як елементи, що регулюють напругу або потужність.

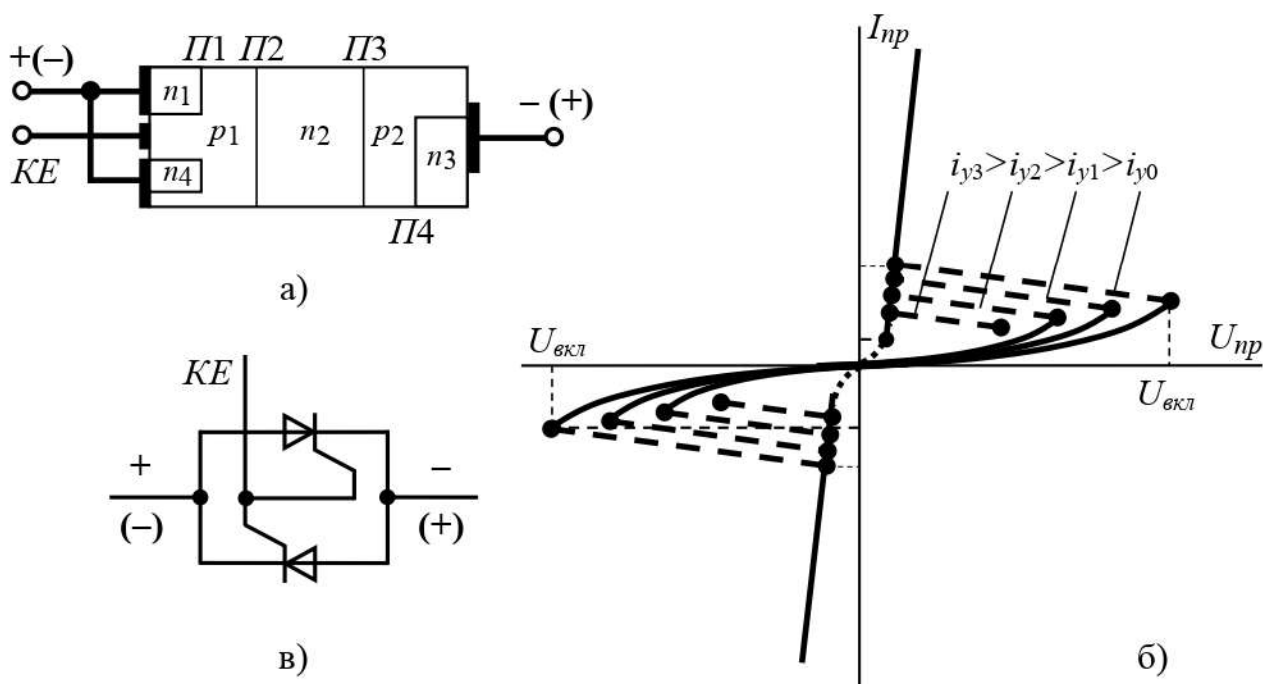


Рис. 3.5. Керований симістор: а) структурна схема; б) ВАХ; в) складений симістор, виконаний з двох триністорів

3.4 Одноперехідні транзистори

Одноперехідний транзистор – триелектродний напівпровідниковий прилад з одним $p-n$ переходом, у якому в результаті інжекції через $p-n$ перехід носіїв заряду відбувається модуляція опору бази.

Структура одноперехідного транзистора являє собою кристал кремнію n -типу, у якому шляхом уведення акцепторної домішки створюється область p -

типу, яка називається емітером. Ділянки кристала, розташовані по обидві сторони від емітера E , є верхньої $B2$ і нижньої $B1$ базами транзистора (рис. 3.6, а).

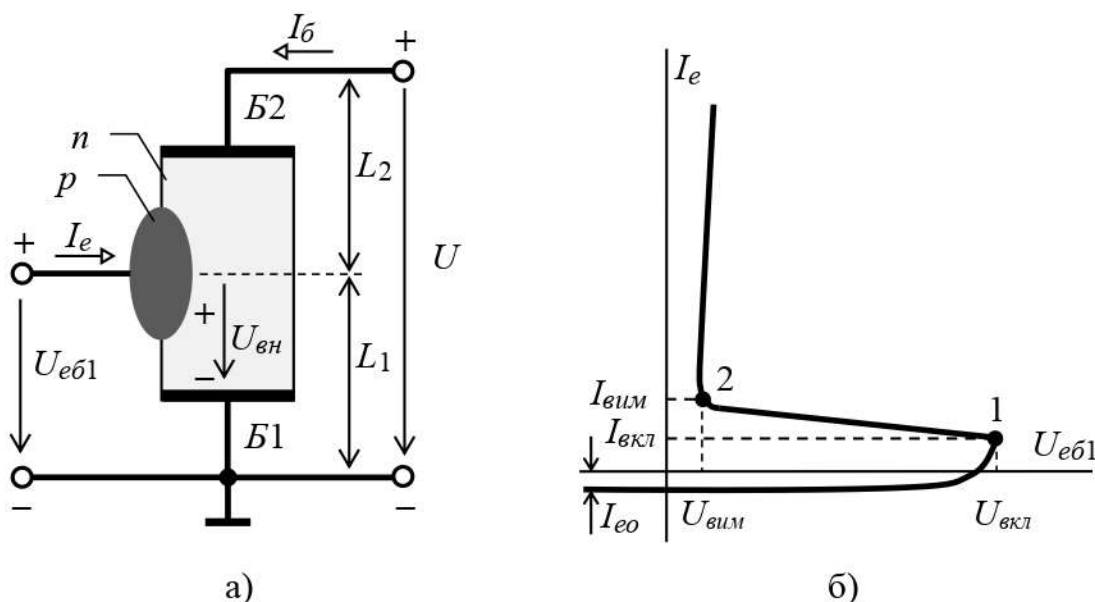


Рис. 3.6. Одноперехідний транзистор:
а) структурна схема; б) ВАХ

Якщо на базові виводи одноперехідного транзистора подати напругу U , то на ділянці L_1 кристала між емітером E и базою $B1$ внаслідок протікання струму $I_б$ упаде напруга $U_{вн}$, яка зміщує p - n перехід у зворотному напрямку й замикає його. При напрузі $U_{еб1} < U_{вн}$ p - n перехід зміщений у зворотному напрямку й у вхідному ланцюзі протікає невеликий зворотний струм $I_{е0}$ (рис. 3.6, б).

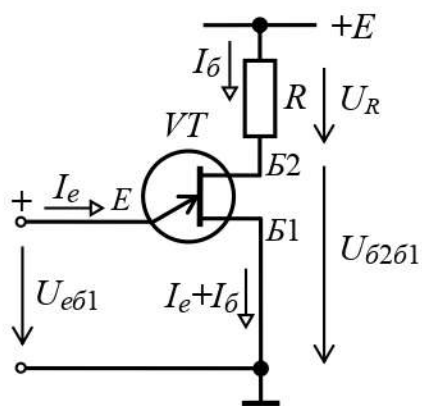


Рис. 3.7. Схема включення одноперехідного транзистора

Якщо вхідна напруга, подана між емітером E и базою $B1$, перевищить $U_{вн}$, то p - n перехід відкриється. При певному значенні $U_{еб1} \geq U_{еб1.вкл}$ відбувається різке зростання струму I_e й зниження напруги $U_{еб1}$, що приводить до появи ділянки з негативним диференціальним опором (ділянка 1-2, рис. 3.6, б).

У відкритому стані одноперехідний транзистор буде перебувати доти, поки струм емітера I_e буде перевищувати значення струму вимикання $I_{вимкл}$.

Типова схема включення транзистора, падіння напруг на ділянках кола, струми, що протікають, наведені на рис. 3.7. Навантаження включається в коло бази $B2$ – на схемі це резистор R .

Одноперехідний транзистор застосовується для перемикання, генерації й підсилення електричного сигналу.

3.5 Основні параметри тиристорів

Основними параметрами тиристорів є:

- напруга включення $U_{вкл}$ – пряма анодна напруга, при якій тиристор переходить із закритого у відкритий стан. Для різних типів тиристорів $U_{вкл}$ має різне значення й знаходиться в межах від 10 до 2500 В;
- струм включення $I_{вкл}$ – таке значення прямого струму через тиристор, вище якого тиристор перемикається у відкритий стан;
- струм вимикання керуючого електроду $I_{y.вкл}$ – найменший струм у колі керуючого виводу, який забезпечує перемикання тиристора у відкритий стан при даній напрузі на тиристорі;
- максимально припустимий струм у відкритому стані $I_{np.max}$ – максимальне значення струму у відкритому стані, при якому забезпечується задана надійність тиристора. Для тиристорів різних типів $I_{np.max}$ становить 40 мА ... 1000 А;
- падіння напруги у відкритому стані U_{np} – значення напруги на тиристорі, що знаходиться у відкритому стані при проходженні через нього максимально припустимого струму. Звичайно U_{np} становить 1...3 В;
- струм вимикання $I_{вим}$ – значення прямого струму тиристора, нижче якого він вимикається;
- час включення $t_{вкл}$ – час із моменту подачі керуючого імпульсу до моменту, коли тиристор відкриється (одиниці – десятки мкс);
- час вимикання $t_{вим}$ – мінімальний час, протягом якого до тиристора необхідно прикласти зворотну напругу, необхідну для його вимикання (десятки – сотні мкс).

Звичайно вибір тиристорів по довідковій літературі здійснюється по напрузі включення $U_{вкл}$; максимально припустимому струму $I_{np.max}$ і максимальній припустимій зворотній напрузі $U_{зв.max}$.

3.6 Область застосування перемикаючих приладів

Застосування тиристорів обумовлене в основному двома властивостями:

- 1) наявністю ділянки негативного диференційного опору;
- 2) наявністю двох стійких станів.

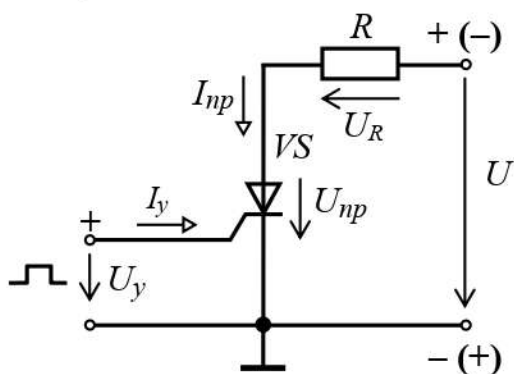


Рис. 3.8 Схема включення триністора в коло змінного струму

Перша властивість дозволяє використовувати тиристири в підсилювальних і генераторних схемах, а друга – застосовувати їх у ключових і перемикаючих електронних приладах, а також у керованих випрямлячах.

Найпростіша схема включення тріодного тиристора в якості однопівперіодного керованого випрямляча наведена на рис. 3.8.

Тиристор VS включається послідовно з навантаженням R , утворюючи головний ланцюг. Струм I_{np} у головному ланцюзі виникає у разі, якщо на керуючий електрод тиристора подається імпульс напруги U_y , виникає струм керуючого електрода I_y , який і включає тиристор.

Найпоширеніший спосіб керування тиристорами – імпульсно-фазовий; при цьому на керуючий електрод тиристора періодично подаються імпульси керуючого сигналу, які можуть змінюватися в часі. У результаті міняється момент відмикання тиристора, починаючи з якого й до кінця позитивної півхвилі напруги, тиристор знаходиться у відкритому стані. Це зрушення називається *кутом керування* α . У тому випадку, коли $\alpha = 0$, напруга на навантаженні буде максимальною. При збільшенні α середнє значення випрямленої напруги на навантаженні буде зменшуватися (рис. 3.9).

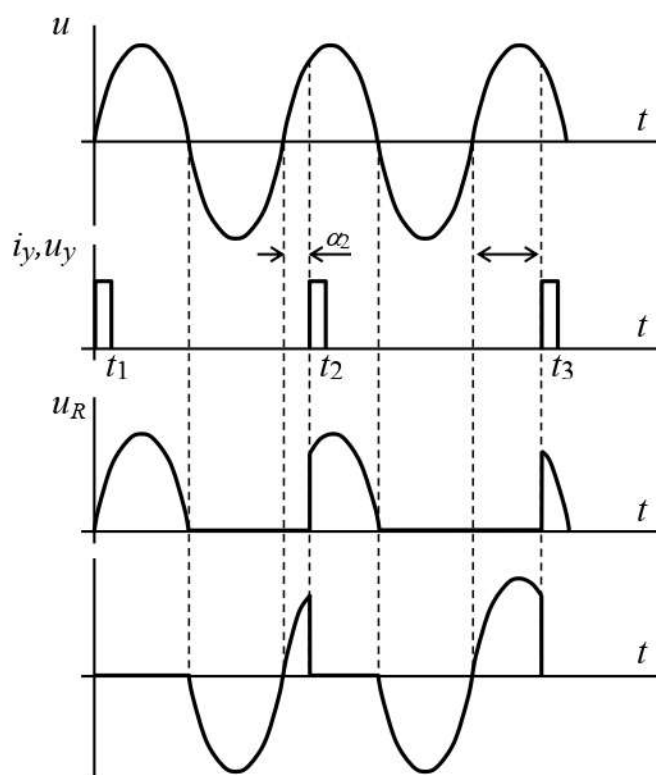


Рис. 3.9. Діаграми роботи у часі
керуваного випрямляча для $\alpha_1 = 0$, $\alpha_2 = 60^\circ$, $\alpha_3 = 120^\circ$

3.7 Перевірка справності тиристорів

Для перевірки справності триністроа необхідно зібрати схему – рис. 3.10. Напруга джерела живлення $+12$ В подається на лампу розжарювання HL . Другий вивід лампи приєднується до аноду триністора, при цьому лампа розжарювання не повинна горіти. Якщо короткочасно замкнути керуючий електрод з анодом триністора, лампа HL повинна загорітися й продовжувати горіти, поки не розірветься коло живлення схеми. При несправному триністорі лампа може не горіти взагалі, або горіти постійно, не реагуючи на керуючий

електрод, або загорятися тільки при замиканні керуючого електрода з анодом і гаснути після розмикання останнього.

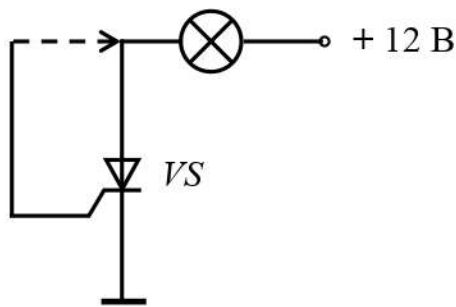


Рис. 3.10 Перевірка справності триністора

Струм навантаження потрібно забезпечити вище струму втримання триністора I_{y0} на рівні 100 ... 200 мА, тому потрібно застосовувати лампу розжарювання відповідної потужності.

При перевірці малопотужних триністорів керуючий електрод рекомендується замикати через резистор 470-680 Ом, який обмежує струм.

4 БІПОЛЯРНІ ТРАНЗИСТОРИ

Залежно від принципу дії й конструктивних особливостей транзистори розділяють на два класи: біполярні й польові. Термін «транзистор» утворений від слів «transfer» – перетворювач і «resistor» – опір, тому що «транзисторами» називали резистори, опір яких можна було змінювати за допомогою прикладеної напруги. Якщо відволіктися від фізики процесів, то сучасний транзистор також можна представити як опір, що залежить від прикладеної до нього електричного сигналу.

Біполярний транзистор – це напівпровідниковий прилад, що складається з трьох областей провідності, типи яких чергуються. Основне призначення біполярного транзистора – перетворення енергії джерела живлення постійного струму в енергію електричних коливань різноманітної форми. Найбільш часто транзистори застосовуються для посилення потужності електричного сигналу.

Біполярні транзистори класифікуються наступним чином:

- за матеріалом: германієві та кремнієві;
- за видом провідності: *p-n-p* і *n-p-n* типу;
- за потужністю: малої ($P_{max} \leq 0,3$ Вт), середньої ($P_{max} \leq 1,5$ Вт) і великої потужності ($P_{max} > 1,5$ Вт);
- за частотою: низькочастотні (НЧ), середнечастотні (СЧ), високочастотні (ВЧ) і надвисокочастотні (СВЧ).

У біполярних транзисторах струм визначається рухом носіїв заряду двох типів: електронів і дірок, звідси їх назва – біполярні.

4.1 Пристрій і принцип дії

Біполярний транзистор являє собою пластину германію або кремнію, у якій створено три області з різною електропровідністю. У транзистора типу *n-p-n* середня область має діркову (*p*), а крайні області – електронну електропровідність (*n*). Транзистор типу *p-n-p* має середню область із електронної, а крайні області з дірковою електропровідністю.

Структурні схеми біполярних транзисторів різних типів провідності й відповідні їм умовні позначки показані на рис. 4.1.

Середня область транзистора називається *базою*, одна крайня область – *емітером*, інша – *колектором*. Таким чином у транзисторі є два *p-n* переходи: *емітерний* – між емітером і базою й *колекторний* – між базою й колектором.

Емітером називається область транзистора, призначена для інжекції носіїв заряду в базу.

Базою є область, в яку емітер інжектуює неосновні для цієї області носії заряду.

Колектором називають область, призначенням якої є екстракція носіїв заряду з бази.

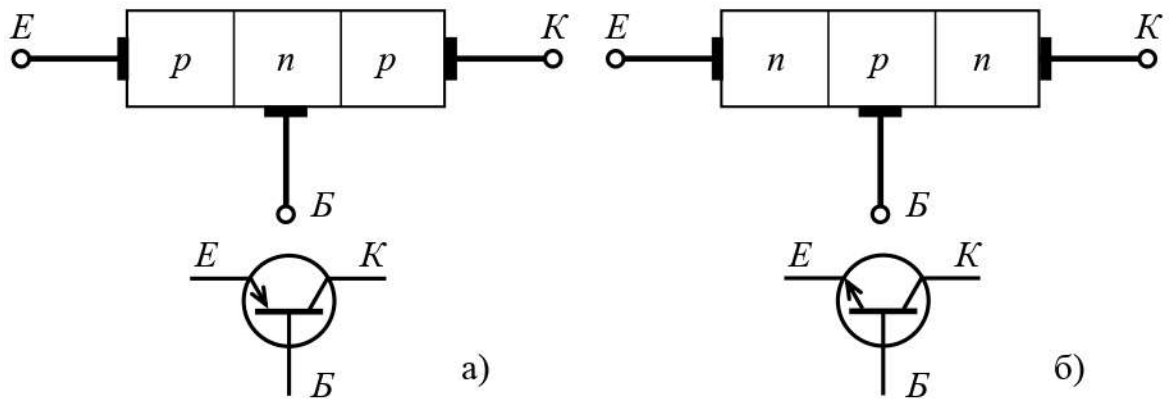


Рис. 4.1. Біполярні транзистори: а) p-n-p, б) n-p-n типу

Від бази, емітера й колектора зроблені виводи. Залежно від того, який з виводів є загальним для вхідного і вихідного кола, розрізняють три схеми включення транзистора: із загальною базою (ЗБ), загальним емітером (ЗЕ), загальним колектором (ЗК).

Розглянемо роботу транзистора n-p-n типу в активному режимі, включеного за схемою із загальною базою (рис. 4.2). Зовнішні напруги двох джерел живлення $E_{бе}$ й $E_{кб}$ у цьому режимі подають до транзистора таким чином, щоб забезпечувався зсув емітерного переходу $\Pi 1$ у прямому напрямку (пряма напруга), а колекторного переходу $\Pi 2$ – у зворотному напрямку (зворотна напруга). Причому $|E_{кб}| > |E_{бе}|$.

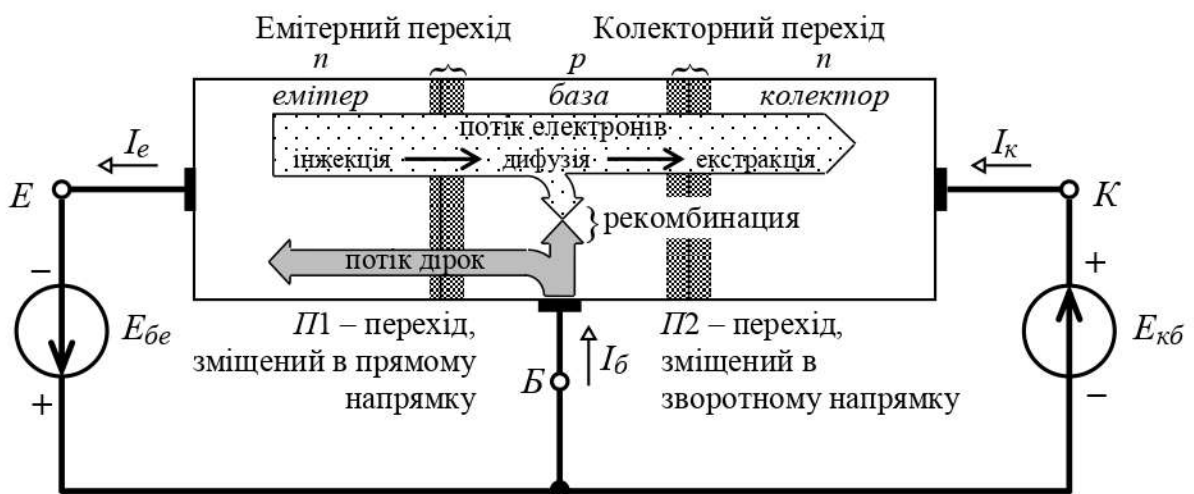


Рис. 4.2. Принцип дії біполярного транзистора n-p-n типу

Оскільки p-n перехід $\Pi 1$ зміщений у прямому напрямку, через область емітера починає протікати струм емітера I_e . Відбувається інжекція електронів через перехід $\Pi 1$ у базу, де електрони є неосновними носіями заряду й переміщуються в ній за рахунок дифузії.

Т.к. товщина бази невелика, тільки мала частина електронів устигає рекомбінувати з діркам, а більша частина електронів дійде до колекторного переходу $П2$. Рекомбінація електронів у базі викликає відповідний струм у зовнішньому для бази колі – *струм бази* I_{δ} .

Електрони, що ввійшли в область колекторного переходу $П2$ попадають у сильне прискорюючи електричне поле, створене напругою $E_{\kappa\delta}$, і втягуються в область колектора (екстракція), створюючи в зовнішньому колі транзистора колекторний *струм* I_{κ} .

Таким чином, у транзисторі протікає три струми – струм емітера, колектора й бази, які зв'язані між собою співвідношенням

$$I_{\kappa} = I_e - I_{\delta}. \quad (4.1)$$

У реальному транзисторі через колекторний p - n перехід тече невеликий зворотний струм $I_{\kappa\delta o}$ (одиниці мікроамперів), створений неосновними носіями зарядів бази й колектора. Зворотний струм протікає по колу: $-E_{\kappa\delta}$, база-колектор, $+E_{\kappa\delta}$.

Напрямок струму в зовнішньому колі (рис. 4.2) відрізняється від напрямку потоку електронів усередині транзистора, тому що прийнято вважати, що струм протікає від більшого потенціалу до меншого, тобто від «+» до «-».

Фізичні процеси в транзисторі типу p - n - p протікають аналогічно процесам у транзисторі типу n - p - n .

Для схеми включення транзистора із ЗБ струм емітера I_i є вхідним струмом, а струм колектора I_{κ} – вихідним. Як видно з (4.1) струм колектора є частиною струму емітера. Їх відношення являє собою частку носіїв зарядів, що інжектуються у базу, яка досягла колектора й називається *коефіцієнтом передачі струму*

$$\alpha = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_e}. \quad (4.2)$$

Оскільки вихідний струм менше вхідного, то $\alpha < 1$ (звичайно $\alpha = 0,99 \dots 0,997$). Альтернативне позначення коефіцієнта передачі струму – $h_{21\delta}$.

У схемі із ЗЕ вихідним струмом є струм колектора, а вхідним – струм бази. Їхнє відношення визначає *коефіцієнт підсилення за струмом*:

$$\beta = \frac{\Delta I_{\kappa}}{\Delta I_{\delta}}, \quad (4.3)$$

де $\Delta I_{\delta} = \Delta I_e - \Delta I_{\kappa} = \Delta I_e - \alpha \Delta I_e = \Delta I_e (1 - \alpha)$.

Таким чином

$$\beta = \frac{\alpha \Delta I_e}{\Delta I_e (1 - \alpha)} = \frac{\alpha}{1 - \alpha}. \quad (4.4)$$

Т.к. $\alpha \approx 1$, то коефіцієнт підсилення за струмом дорівнює $\beta = 50 \dots 300$. У довідковій літературі коефіцієнт передачі струму позначається h_{21e} .

Вихідний струм транзистора залежить від вхідного струму. Тому біполярний транзистор – напівпровідниковий прилад, керований струмом.

Зміни струму емітера, викликані зміною напруги емітерного переходу, повністю передаються в колекторне коло, викликаючи зміну струму колектора. Через те, що напруга колекторного джерела живлення $E_{кб}$ значно більше ніж емітерного $E_{бе}$, то й потужність, споживана в колі колектора P_k , буде значно більше потужності в колі емітера P_e . Таким чином, забезпечується можливість керування великою потужністю в колекторному ланцюзі транзистора за рахунок малої потужності, що затрачується в емітерному колі, тобто має місце посилення потужності.

4.2 Схеми включення біполярних транзисторів

В електричне коло транзистор включають таким чином, що один з його виводів є вхідним, другий – вихідним, а третій – загальним для вхідного і вихідного кіл.

Як було відзначено раніше, залежно від того, який електрод є загальним, розрізняють три схеми включення транзисторів: ЗБ, ЗЕ і ЗК. Ці схеми для транзистора типу *p-n-p* наведені на рис. 4.3. Для транзистора *n-p-n* типу схеми включення відрізняються лише полярністю напруги і напрямком струмів.

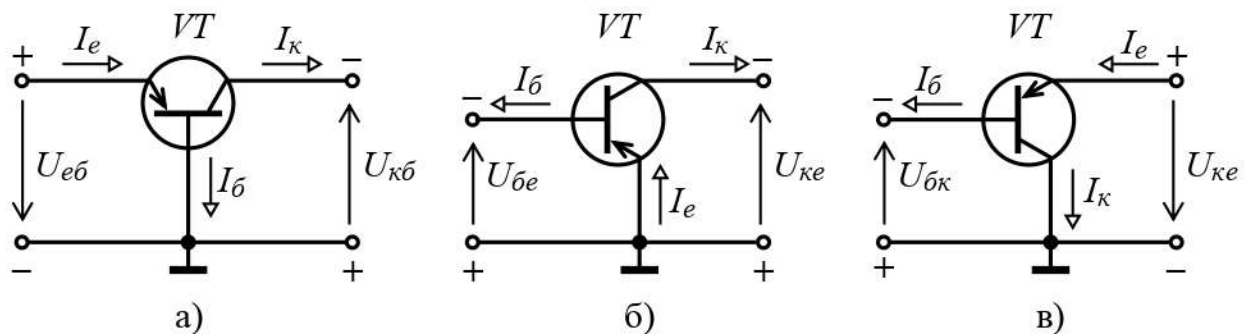


Рис. 4.3. Схеми включення біполярного транзистора *p-n-p* типу:
а) ЗБ; б) ЗЕ; в) ЗК

Не залежно від схеми включення фізичні процеси в транзисторі не змінюються, але суттєво змінюються вхідні й вихідні величини.

Кожна із схем включення транзистора характеризується основними показниками: коефіцієнтом підсилення за струмом, вхідним і вихідним опорами.

Для схеми із ЗБ:

- вхідні величини $I_{вх} = I_e$, $U_{вх} = U_{еб}$;
- вихідні величини $I_{вих} = I_k$, $U_{вих} = U_{кб}$;
- коефіцієнт підсилення по струму $\alpha = \frac{I_k}{I_e}$;

- вхідний опір малий і становить 30-100 Ом, тому що вхідне коло являє собою відкритий емітерний перехід;
- вихідний опір високий і становить 0,5-2,0 МОм, тому що вихідний ланцюг являє собою закритий колекторний перехід.

Позитивні властивості схеми – гарні температурні й частотні властивості.

Недоліки схеми:

- схема не підсилює струм, оскільки $\alpha < 1$;
- малий вхідний опір.

Зазначені недоліки обмежують застосування схеми включення транзистора із ЗБ.

Для схеми з ЗЕ:

- вхідні величини $I_{ex} = I_b$, $U_{ex} = U_{be}$;
- вихідні величини $I_{eux} = I_c$, $U_{eux} = U_{ce}$;
- коефіцієнт підсилення за струмом $\beta = \frac{I_c}{I_b}$;
- вхідний опір малий (близько 100-1000 Ом);
- вихідний опір високий і становить 2-20 кОм.

Позитивні властивості схеми:

- високий коефіцієнт підсилення за струмом β ;
- більший вхідний опір, ніж у схеми з ЗБ.

Схема з ЗЕ знайшла найбільше застосування у зв'язку із зазначеними позитивними властивостями.

Недоліки схеми – гірші температурні й частотні властивості, низький вхідний опір, що ускладнює узгодження каскадів, виконаних за такою же схемою.

Слід також зазначити, що при підсиленні сигналу каскад з ЗЕ перевертає фазу вхідної напруги на 180° , тобто вхідна й вихідна напруги протифазні друг стосовно друга.

Для схеми із ЗК:

- вхідні величини $I_{ex} = I_b$, $U_{ex} = U_{bk}$;
- вихідні величини $I_{eux} = I_e$, $U_{eux} = U_{ke}$;
- коефіцієнт підсилення по струму $k_i = \frac{I_e}{I_b} = \frac{I_c + I_b}{I_b} = \beta + 1$;
- вхідний опір високий (близько 0,1-1,0 МОм), тому що вхідне коло являє собою колекторний перехід, включений у зворотному напрямку;
- вихідний опір низький і становить 50-500 Ом.

Позитивні властивості схеми:

- високий вхідний опір;
- низький вихідний опір.

Названі позитивні властивості дозволяють включати транзистор у коло малого вхідного сигналу та застосовувати схему ЗК для узгодження опору каскадів, що зібрані за схемою ЗЕ.

Недолік схеми – коефіцієнт підсилення за напругою $k_u < 1$, тобто схема не підсилює напругу. Схема отримала назву *емітерного повторювача* через те, що навантаження включається в коло емітера, падіння напруги на якому практично дорівнює вхідній напрузі як за величиною, так за фазою.

4.3 Статичні характеристики біполярних транзисторів

Статичними характеристиками транзисторів називають графічно виражені залежності напруги й струму вхідного кола (*вхідні ВАХ*) і вихідного кола (*вихідні ВАХ*), а також їх взаємозв'язок при відсутності навантаження у вихідному колі. Вид характеристик залежить від схеми включення транзистора. Докладно розглянемо характеристики транзистора, включеного за схемою з ЗЕ.

Вхідною характеристикою є залежність $I_{\delta} = f(U_{\delta e})$ при $U_{ке} = \text{const}$ (рис. 4.4, а).

Вихідною характеристикою є залежність $I_{\kappa} = f(U_{ке})$ при $I_{\delta} = \text{const}$ (рис. 4.4, б).

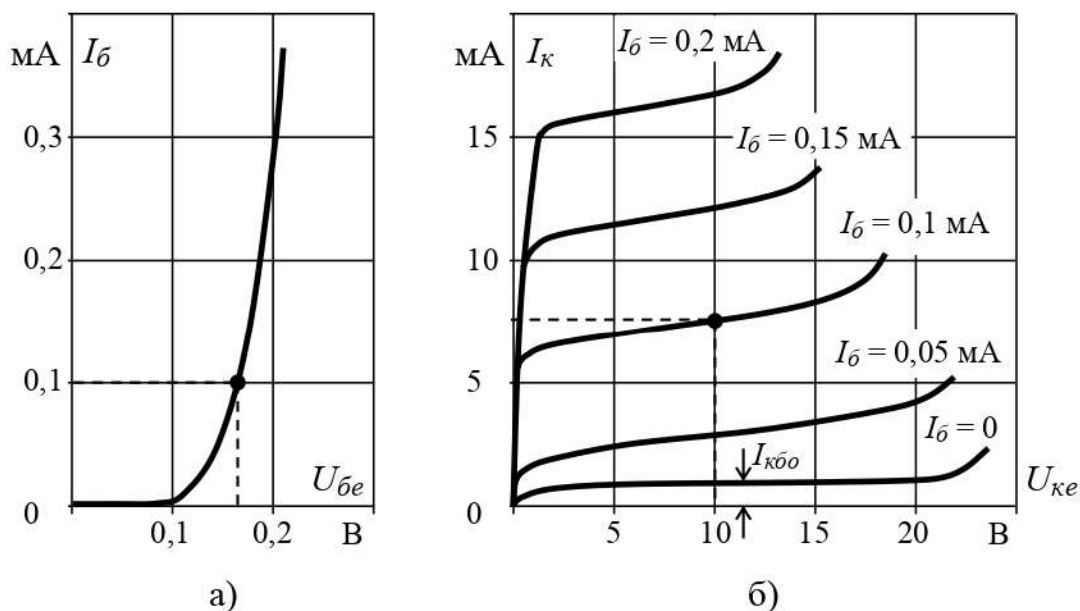


Рис. 4.4. Статичні характеристики біполярного транзистора, включеного за схемою ЗЕ

Оскільки струм бази I_{δ} може приймати безліч значень у межах вхідної характеристики, їм відповідає сімейство вихідних характеристик $I_{\kappa} = f(U_{ке})$ біполярного транзистора.

Вихідні характеристики встановлюють взаємозв'язок між вхідним струмом I_{δ} , з одного боку, і вихідним струмом I_{κ} і напругою $U_{ке}$ – з іншої. Наприклад, для транзистора з вихідними характеристиками, наведеними на рис. 4.5, б) струму бази $I_{\delta} = 0,1$ mA й напрузі $U_{ке} = 10$ В відповідає струм колектора $I_{\kappa} = 7,5$ mA. У свою чергу на вхідній характеристиці (рис. 4.5, а) струму бази $I_{\delta} = 0,1$ mA відповідає напруга $U_{\delta e} = 0,17$ В.

Таким чином, згідно з виразом (4.3) можна визначити коефіцієнт підсилення транзистора за струмом:

$$\beta = \frac{I_K}{I_{\delta}} = \frac{7,5}{0,1} = 75.$$

Високий коефіцієнт підсилення за струмом є найважливішою перевагою включення транзистора за схемою ЗЕ, чим визначається широке практичне застосування цієї схеми включення порівняно зі схемою ЗБ.

Вихідна характеристика при $I_{\delta} = 0$ відповідає непровідному стану транзистора, тобто стану *відсічки*, коли величина напруги $U_{\delta e}$ менш необхідної величини прямого падіння напруги на емітерному переході. Теоретично в цьому режимі вихідний струм I_K відсутній, але реально через колекторний перехід протікає невеликий струм $I_K = I_{K\delta o}$.

4.4 Основні параметри біполярних транзисторів

Для аналізу й розрахунків кіл з біполярним транзистором включеного за схемою ЗЕ зручно представляти його у вигляді *активного чотириполюсника* (рис. 4.3, б).

Чотириполюсником називають електричне коло або його частину, що має дві пари вхідних і вихідних затисків (полюсів). Чотириполюсник, що має джерело енергії й здатен підсилювати потужність називають активним.

Електричний стан транзистора, включеного за схемою ЗЕ, характеризується парою вхідних I_{δ} , $U_{\delta e}$ й парю вихідних I_K , $U_{K e}$ величин. Зв'язок між ними описується системою рівнянь із *h-параметрами*:

$$U_{\delta e} = h_{11e} I_{\delta} + h_{12e} U_{K e}; \quad (4.5)$$

$$I_K = h_{21e} I_{\delta} + h_{22e} U_{K e}, \quad (4.6)$$

де

$$h_{11e} = \frac{\Delta U_{\delta e}}{\Delta I_{\delta}} \text{ при } U_{K e} = \text{const} \quad (4.7)$$

– вхідний опір транзистора змінному вхідному струму при короткому замиканні на виході, тобто при відсутності вихідної змінної напруги;

$$h_{12e} = \frac{\Delta U_{\delta e}}{\Delta U_{K e}} \text{ при } I_{\delta} = \text{const} \quad (4.8)$$

– коефіцієнт зворотного зв'язку за напругою, який показує, яка частка вхідної змінної напруги передається на вхід транзистора внаслідок зворотного зв'язку в ньому;

$$h_{21e} = \frac{\Delta I_K}{\Delta I_{\delta}} \text{ при } U_{K e} = \text{const} \quad (4.9)$$

– коефіцієнт підсилення за струмом (коефіцієнт передачі струму) показує посилення змінного струму транзистором у режимі роботи без навантаження;

$$h_{22e} = \frac{\Delta I_K}{\Delta U_{ке}} \text{ при } I_6 = \text{const} \quad (4.10)$$

– вихідна провідність для змінного струму між вихідними затискачами транзистора.

Для запобігання перегріву колекторного переходу необхідно, щоб потужність, що виділяється на ньому при проходженні колекторного струму, не перевищувала деякої максимальної величини:

$$P_K = I_K U_{ке} \leq P_{K.max} \quad (4.11)$$

Крім того, існують обмеження по колекторній напрузі:

$$U_{ке} \leq U_{ке.max} \quad (4.12)$$

і колекторному струму:

$$I_K \leq I_{K.max} \quad (4.13)$$

4.5 Режим роботи біполярних транзисторів

На кожний $p-n$ перехід може бути подана як пряма, так і зворотна напруга. Відповідно розрізняють *три основні режими* роботи транзистора:

– *режим відсічки* (запирання) – на обидва переходи подана зворотна напруга (обидва $p-n$ переходи закриті), вихідний струм відсутній;

– *режим насичення* – на обидва переходи подана пряма напруга (обидва $p-n$ переходи відкриті), вихідний струм настільки великий, що подальше збільшення цього струму неможливо;

– *активний режим* – на емітерний перехід подана пряма, а на колекторний – зворотна напруга.

У режимі відсічки й режимі насичення керування транзистором майже відсутнє. Ці режими використовуються для роботи транзистора як *ключа*: ключ замкнутий – транзистор перебуває в режимі насичення, ключ розімкнутий – транзистор перебуває в режимі відсічки.

В активному режимі керування здійснюється найбільш ефективно, причому транзистор може виконувати функції активного елемента електричної схеми (підсилення, генерування й т.п.).

4.6 Область застосування

Біполярні транзистори є напівпровідниковими приладами універсального призначення й широко застосовуються в аналогових пристроях – підсилювачах, генераторах, в імпульсних і ключових пристроях.

Часто необхідно збільшити колекторний струм I_K (струм навантаження), у той час як параметри наявних транзисторів по струму обмежені. У цьому випадку завдання вирішується шляхом їхнього паралельного з'єднання (рис. 4.5, а).

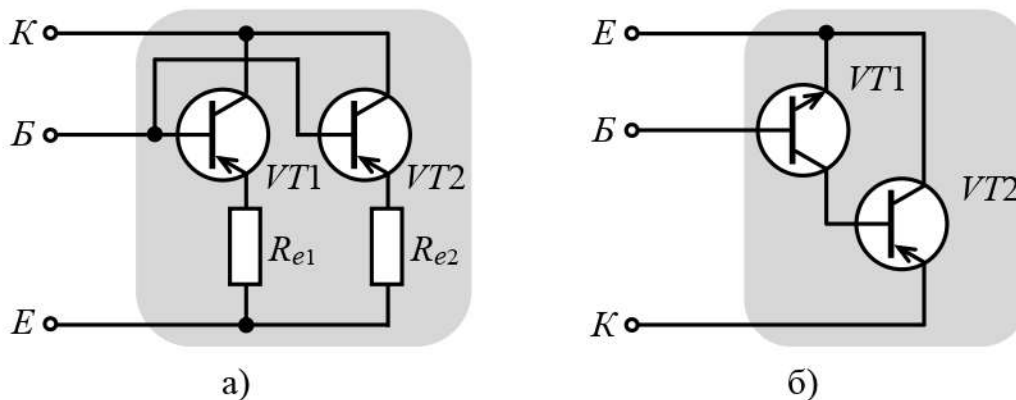


Рис. 4.5. Складений біполярний транзистор для збільшення: а) колекторного струму (потужності); б) коефіцієнту підсилення за струмом

Умовою паралельної роботи є мінімальний розкид характеристик однотипних транзисторів (необхідний їхній добір за коефіцієнтом h_{21e}). Крім того, у ланцюг емітера кожного транзистора встановлюють балансові резистори R_e , величиною опорів яких досягають однакових за величиною струмів I_e транзисторів. Падіння напруги на кожному резисторі R_e в діапазоні робочих струмів повинне бути не менш 0,7 В.

Якщо є потреба отримання високого коефіцієнта підсилення, застосовують *схему Дарлінгтона* (рис. 4.5, б). У якості транзистора $VT1$ використовується малопотужний транзистор, який керує більш потужним транзистором $VT2$. Загальний коефіцієнт підсилення за струмом в цьому випадку дорівнює

$$h_{21e} = h_{21eVT1} \cdot h_{21eVT2}. \quad (4.14)$$

4.7 Найпростіший підсилюючий каскад на біполярному транзисторі

Як було відзначено раніше, найбільше застосування знайшла схема включення транзистора із загальним емітером. Схема найпростішого підсилювального каскаду зображена на рис. 4.6.

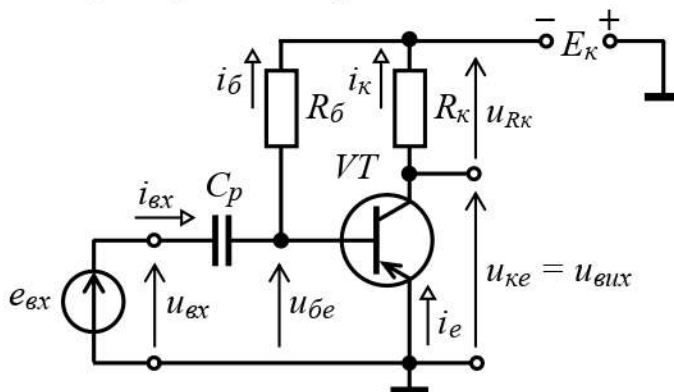


Рис. 4.6. Схема найпростішого підсилювального каскаду на біполярному транзисторі із загальним емітером

Основними елементами схеми є джерело живлення E_k , керований елемент – транзистор VT і резистор R_k . Ці елементи утворюють *головне (вихідне) коло* підсилюючого каскаду, у якому за рахунок протікання керованого струму i_k створюється посилена змінна напруга $u_{вих}$ на виході схеми.

Інші елементи виконують допоміжну роль. Резистор R_b , включений у ланцюг бази, забезпечує роботу транзистора в *режимі спокою*, тобто під час відсутності вхідного сигналу. Режим спокою забезпечується струмом бази спокою

$$I_{bn} = \frac{E_k}{R_b + h_{11e}} \approx \frac{E_k}{R_b}, \quad (4.14)$$

т.к. вхідний опір h_{11e} малий відносно R_b .

Струму бази спокою I_{bn} згідно із вхідною характеристикою (рис. 4.4, а) відповідає напруга U_{ben} .

Конденсатор C_p є роздільним. Для постійного струму він являє собою обрив кола, блокуючи протікання постійного струму від джерела $+E_k$ у джерело вхідного сигналу. Таким чином, низький вхідний опір емітерного переходу не шунтує джерело e_{ex} .

Змінний струм від джерела вхідного сигналу e_{ex} безперешкодно тече через конденсатор і на емітерному переході створює падіння напруги

$$u_{be} = U_{ben} + u_{ex}, \quad (4.15)$$

де $u_{ex} = e_{ex}$ для ідеального джерела е.р.с.

При подачі на емітерний перехід вхідної змінної напруги u_{ex} відбувається її накладення на постійну напругу U_{ben} – при позитивному півперіоді вони складаються, а при негативному – віднімаються (рис. 4.7).

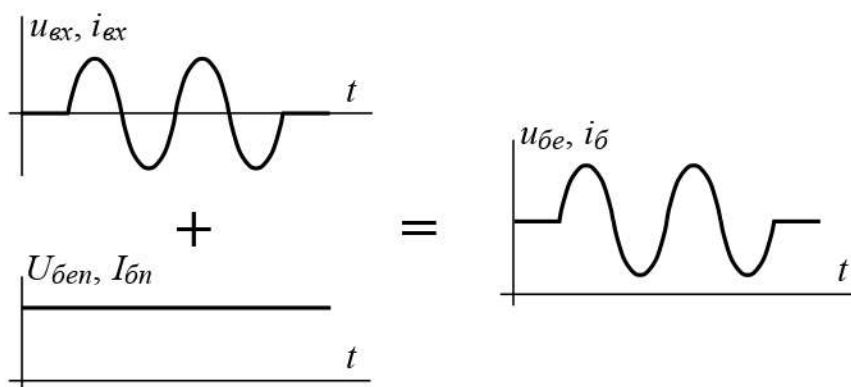


Рис. 4.7. Зміщення вхідного сигналу

Змінна напруга в базовому колі транзистора викликає зміну струму бази, виникає змінна складова струму бази

$$i_b = I_{bn} + i_{ex}. \quad (4.16)$$

Зміна складова струму бази приводить до зміни струму колектора, оскільки $i_k = \beta i_b$, а також до зміни напруг на опорі R_k і колекторному переході $u_{ке}$. Однак, у відповідності до другого закону Кірхгофа сума цих напруг завжди буде дорівнювати постійній величині – е.р.с. джерела живлення E_k

$$E_k = u_{ке} + R_k i_k. \quad (4.17)$$

За рахунок протікання по резистору R_k струму i_k на ньому падає вихідна напруга $u_{вих}$. Вихідна напруга можна знімати як з резистора R_k , так і з переходу колектор-емітер транзистора VT , принципової різниці немає.

Підсилювальні здатності обумовлені тим, що зміна значень струму колектора в β раз більше, ніж струму бази.

Процес підсилення заснований на перетворенні енергії джерела постійної напруги E_k в енергію змінної напруги у вихідному колі за рахунок зміни опору керованого елемента (транзистора) за законом, що задається вхідним сигналом.

4.8 Розрахунки електричного кола за постійним струмом

Розрахунок кола проводиться з метою визначення вхідних і вихідних струмів і напруг транзистора, який працює в режимі спокою: $I_{бн}$, $I_{кн}$, $U_{беn}$, $U_{кен}$, а також опору резистора R_b згідно із заданими значеннями е.р.с. джерела живлення E_k , опору резистора R_k , коефіцієнта підсилення β і відомими ВАХ транзистора – $I_b = f(U_{бе})$; $I_k = f(U_{ке})$. Як правило, транзистор включається за схемою з ЗЕ (рис. 4.6).

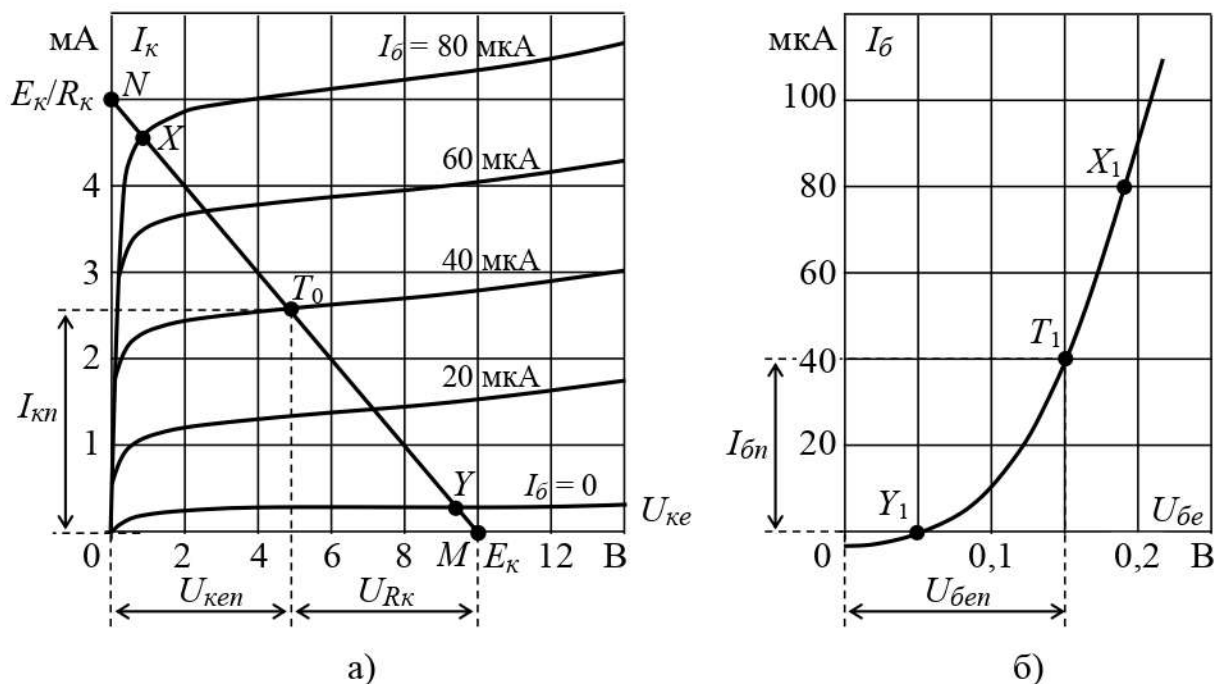


Рис. 4.8. Графічно-аналітичний розрахунок режиму спокою транзистора за допомогою вихідних і вхідних характеристик

Оскільки в колі присутні як *лінійні* (резистори), так і *нелінійні* (транзистор) елементи, коло у цілому є нелінійним. ВАХ лінійного елемента являє собою пряму, а нелінійного – криву. Подібні кола розраховуються графічно-аналітичним способом. Для цього на сімействі колекторних характеристик $I_K = f(U_{ке})$ необхідно побудувати ВАХ резистора R_K , яка будується по двом точкам M і N (рис. 4.8, а), що задовольняють рівнянню

$$E_K = U_{кен} + R_K I_{кп}. \quad (4.18)$$

Координати точки M : $U_{ке} = E_K$ при $I_K = 0$.

Координати точки N : $I_K = E_K / R_K$ при $U_{ке} = 0$.

Побудовану ВАХ резистора R_K , називають *лінією навантаження за постійним струмом*. Точки перетину її з колекторними характеристиками дають графічний розв'язок рівняння (4.18) для даного опору R_K і різних значень струму бази $I_б$. За цими точками можна визначити колекторний струм I_K , а також напруга $U_{ке}$ й U_{RK} .

Точка перетину лінії навантаження з однієї зі статичних ВАХ називається *робочою точкою* транзистора.

Положення робочої точки на лінії навантаження можна змінити, змінивши струм $I_б$. Початкове положення цієї точки при відсутності вхідного змінного сигналу називають точки *спокою* – T_0 . У режимі спокою положення робочої точки незмінно, а в активному (підсилювальному) режимі робоча точки переміщається по лінії навантаження, роблячи коливальні рухи симетрично щодо точки T_0 із частотою вхідного змінного сигналу. При позитивній півхвилі вхідного сигналу робоча точка зміщується вниз (не далі точки Y), а при негативній – нагору (не далі точки X).

Точці спокою T_0 відповідають значення струму $I_{кп}$ і напруги $U_{кен}$ режиму спокою. В активному режимі точка спокою транзистора знаходиться приблизно посередині ділянки лінії навантаження XY *.

Потужність, яка розсіюється в режимі спокою на колекторному переході, не повинна перевищувати граничного значення

$$P_{кп} = I_{кп} U_{кен} \leq P_{к.мах}. \quad (4.19)$$

Оскільки струм $I_{кп}$ в β раз більше струму $I_{бп}$, то

$$I_{бп} = \frac{I_{кп}}{\beta}. \quad (4.20)$$

Струм $I_{бп}$ відповідає напрузі $U_{бен}$, що визначає положення робочої точки T_1 на вхідній характеристиці $I_б = f(U_{бе})$ (рис. 4.8, б).

Для вхідного ланцюга (рис. 4.6) згідно з другим законом Кірхгофа

$$E_K = U_{бен} + R_б I_{бп}. \quad (4.21)$$

Таким чином, опір резистора в колі бази

* Таке положення робочої точки відповідає режиму роботи підсилювача класу А (див. тему 6).

$$R_{\delta} = \frac{E_{\kappa} - U_{\delta n}}{I_{\delta n}}. \quad (4.22)$$

4.9 Перевірка справності біполярних транзисторів

Справність біполярних транзисторів можна перевірити за допомогою мультиметра, що працює в режимі омметра.

Для цього вимірюють опір p - n переходів база-емітер і база-колектор, які мають високий опір (рис. 4.9, а) при зворотному включенні переходу і низький (рис. 4.9, б) – при прямому.

Низький опір p - n переходу при зміні полярності прикладеної напруги в обох напрямках говорить про те, що має місце *пробій* p - n переходу.

Високий опір p - n переходу при зміні полярності прикладеної напруги в обох напрямках говорить про те, що має місце *обрив* p - n переходу.

Сучасні цифрові мультиметри дозволяють виміряти коефіцієнт підсилення біполярного транзистора, для чого необхідно вибрати відповідний режим виміру, що дає можливість перевірити справність транзистора в активному режимі.

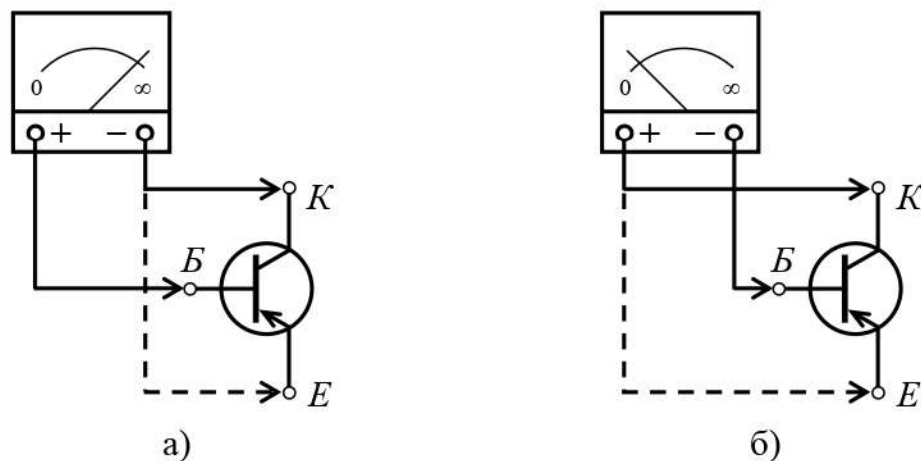


Рис. 4.9. Перевірка біполярного транзистора p - n - p типу за допомогою омметра

4.10 Захист біполярних транзисторів

Короткочасні перевантаження біполярного транзистора можуть бути викликані різними причинами. До них відносяться перевантаження, обумовлені перенапругами, наведеними ззовні або виникаючими в джерелах живлення. В імпульсних режимах роботи короткочасні перевантаження часто є наслідком перехідних процесів через наявність у схемах елементів, що містять індуктивності, наприклад, котушки реле.

Для захисту транзистора від перенапруг, наведених зовнішніми джерелами й виникаючими у колах живлення, може бути рекомендоване

використання швидкодіючих діодів або стабілітронів, що включаються між колектором і емітером або базою й емітером (рис. 4.10).

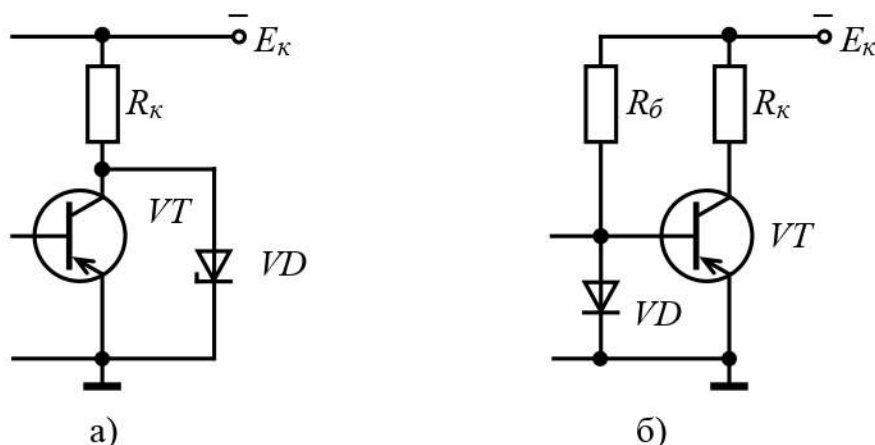


Рис. 4.10. Схема захисту а) колекторного кола за допомогою стабілітрона; б) базового кола за допомогою діода

Захист транзисторів від перенапруги, що виникає у джерелі живлення, може бути здійснений включенням стабілітрона паралельно до джерела живлення (рис. 4.11, а).

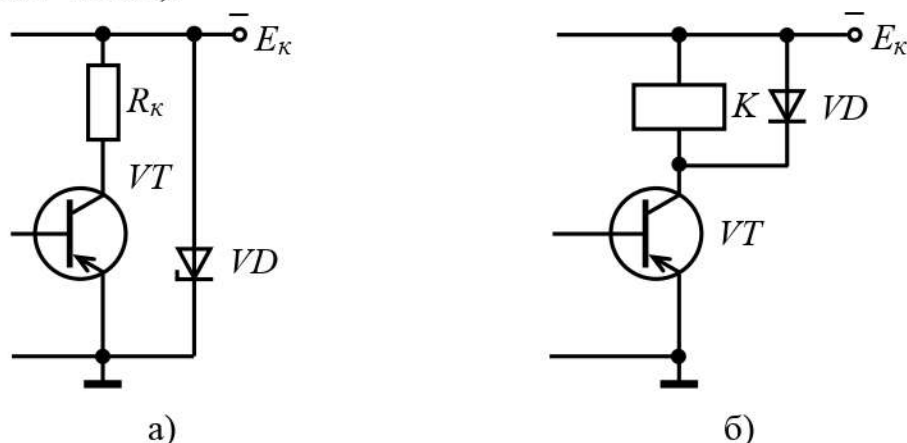


Рис. 4.11. Схема захисту а) від перенапруги в колі джерела живлення; б) від е.р.с. самоіндукції

Внаслідок комутації під час перехідного процесу запирання транзистора в індуктивному навантаженні виникає е.р.с. самоіндукції, яка прикладається до закритого колекторного переходу. Величина цієї е.р.с. значно перевищує величину напруги живлення, що може спричинити вихід транзистора з ладу. Для захисту транзистора паралельно котушці індуктивності включають діод, який зміщений у зворотному напрямку при відкритому транзисторі, а при запиранні транзистора, діод відкривається й шунтує своїм малим опором котушку індуктивності (рис. 4.11, б).

5 ПОЛЬОВІ ТРАНЗИСТОРИ

Польовий транзистор – це напівпровідниковий прилад, у якому струм, що тече через канал, управляється поздовжнім електричним полем і який призначений для посилення потужності електромагнітних коливань.

Принцип дії польових транзисторів заснований на використанні носіїв заряду тільки одного знаку (електронів або дірок), звідки пішла інша назва транзисторів – *уніполярні*. Керування струмом здійснюється за рахунок зміни провідності каналу під впливом електричного поля.

Каналом польового транзистора називають область у напівпровіднику, у якій струм основних носіїв заряду регулюється зміною її поперечного перетину. По способу створення каналу розрізняють польові транзистори із затвором у вигляді керуючого *p-n* переходу та з ізольованим затвором (вбудованим або індукованим каналом). Умовні позначення польових транзисторів наведені на рис. 5.1.

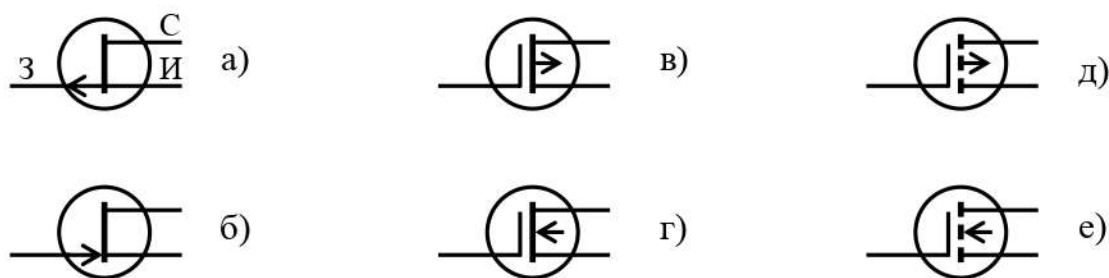


Рис. 5.1. Умовні графічні позначення польових транзисторів: а) з керуючим *p-n* переходом і каналом *p*- типу; б) с керуючим *p-n* переходом и каналом *n*-типу; в) з ізольованим затвором і вбудованим каналом *p*-типу; г) з ізольованим затвором і вбудованим каналом *n*- типу; д) з ізольованим затвором та індукованим каналом *p*-типу; е) з ізольованим затвором та індукованим *n*-типу

Залежно від провідності каналу польові транзистори діляться на транзистори з каналом *p*- і *n*-типу. Канал *p*-типу має діркову провідність, а *n*-типу – електронну.

Вивід, через який у канал входять основні носії заряду, називають *витоком* (source). Вивід, через який з каналу виходять основні носії заряду, називають *стоком* (drain). Вивід, що служить для регулювання поперечного перерізу каналу за рахунок керуючої напруги, називають *затвором* (gate).

5.1 Польові транзистори з керуючим p - n переходом

5.1.1 Будова і принцип дії

Польовий транзистор з керуючим p - n переходом – це польовий транзистор, затвор якого відділений в електричному відношенні від каналу p - n переходом, зміщеним у зворотному напрямку.

Міжнародна назва транзисторів з керуючим p - n переходом – JFET (*Junction-field-effect-transistor*).

Полярність зовнішніх напруг, прикладених до транзистора з керуючим p - n переходом і каналом n -типу, показана на структурній схемі (рис. 5.2, б). Для каналу p -типу полярність напруг змінюється на протилежну.

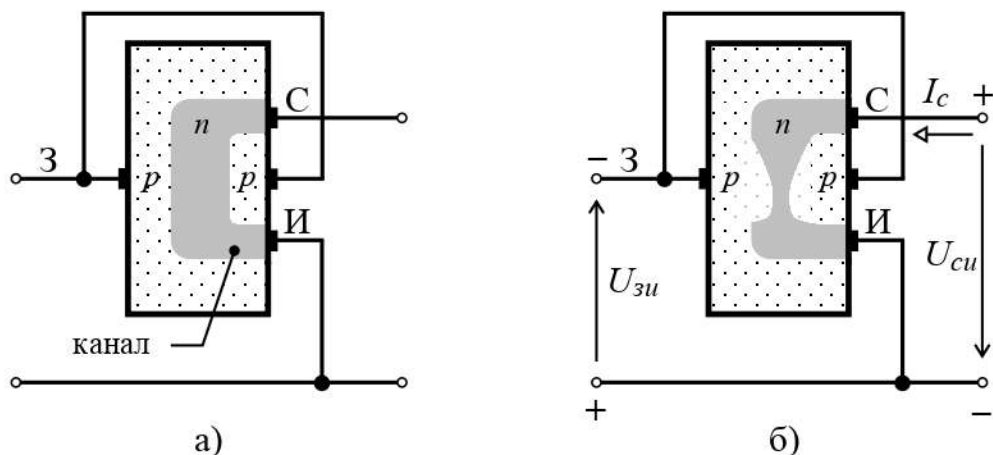


Рис. 5.2. Будова польового транзистора з керуючим p - n переходом (каналом n -типу): а) структура; б) робочий режим

Якщо між стоком і витком включити джерело напруги U_{cu} , то по каналу буде протікати струм стоку I_c .

Керуюча (вхідна) напруга U_{zu} подається між затвором і витком і є зворотною для обох p - n переходів. Ширина p - n переходів, а отже, площа поперечного перетину каналу, його опір і струм у каналі залежать від цієї напруги, тому що

$$I_c = \frac{U_{cu}}{r_i} = \frac{U_{cu} \cdot s_i}{r_0}, \quad (5.1)$$

де r_i – внутрішній опір каналу, Ом;

s_i – перетин каналу, м;

r_0 – питомий опір каналу, Ом/м.

З ростом напруги U_{zu} p - n переходи розширюються, зменшується площа перетину каналу, збільшується його електричний опір, через що зменшується струм I_c у каналі. При зменшенні напруги U_{zu} перетин каналу збільшується, опір зменшується, струм росте. На цьому принципі й заснована робота польового транзистора з керуючим p - n переходом.

При напрузі $U_{зи} = 0$ перетин каналу найбільший, його опір найменший, струм I_c має найбільше значення – цей струм називають *початковим струмом стоку* $I_{c.нач}$.

Напруга $U_{зи}$, при якій канал повністю перекривається, а струм стоку I_c стає досить малим (десяті частки мікроампер), називають *напругою відсічки* $U_{зи.отс}$.

5.1.2 Статичні характеристики

Розглянемо вольт-амперні характеристики польових транзисторів з $p-n$ переходом. Для цих транзисторів становлять інтерес два види ВАХ: стокові й стоко-затворні.

Стокові (вихідні) характеристики польового транзистора з $p-n$ переходом і каналом n - типу показані на рис. 5.3, а. Вони відображають залежність струму стоку від напруги $U_{си}$ при фіксованій напрузі $U_{зи}$, тобто $I_c = f(U_{си})$ при $U_{зи} = \text{const}$.

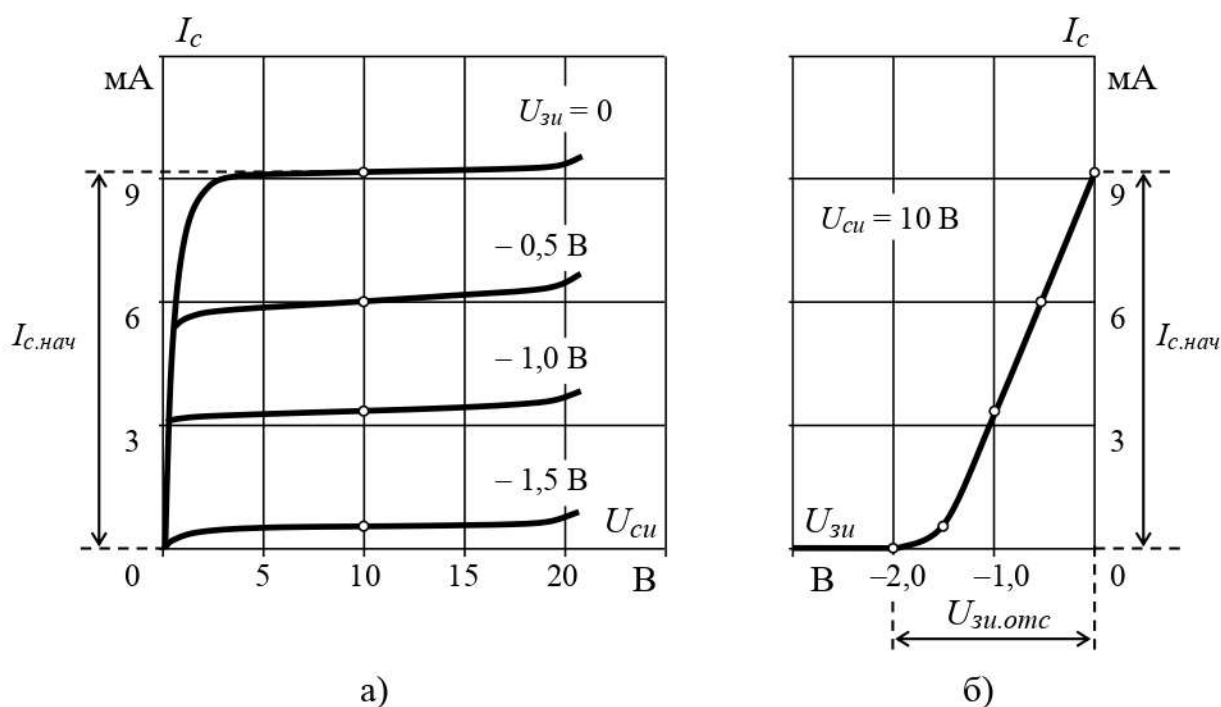


Рис. 5.3. Статичні характеристики польового транзистора з $p-n$ переходом и каналом n -типу: а) стокові; б) стоко-затворна

Стоко-затворна характеристика польового транзистора показує залежність струму I_c від напруги $U_{зи}$ при фіксованій напрузі $U_{си}$, тобто $I_c = f(U_{зи})$ при $U_{си} = \text{const}$ (рис. 5.3, б).

5.1.3 Основні параметри

- максимальний струм стоку $I_{c.max}$ (при $U_{zu} = 0$);
- максимальна напруга стік-виток $U_{cu.max}$;
- напруга відсічки $U_{zu.off}$;
- внутрішній (вихідний) опір r_i – опір транзистора між стоком і витком (опір каналу) для змінного струму:

$$r_i = \frac{\Delta U_{cu}}{\Delta I_c} \text{ при } U_{zu} = \text{const}; \quad (5.2)$$

- крутість стоко- затворної характеристики:

$$S = \frac{\Delta I_c}{\Delta U_{zu}} \text{ при } U_{cu} = \text{const}, \quad (5.3)$$

відображає вплив напруги U_{zu} на струм I_c транзистора, є аналогом коефіцієнту підсилення біполярного транзистора;

- вхідний опір транзистора

$$r_{ex} = \frac{\Delta U_{zu}}{\Delta I_z} \text{ при } U_{cu} = \text{const} \quad (5.4)$$

визначається опором p - n переходів, зміщених у зворотному напрямку. Вхідний опір польових транзисторів з p - n переходом досить великий (сягає одиниць і десятків МОм), що вигідно відрізняє їх від біполярних транзисторів. При цьому струм затвора (зворотний струм p - n переходу) настільки малий, що їм зневажають.

5.2 Польові транзистори з ізолюваним затвором

5.2.1 Будова і принцип дії

Польовий транзистор з ізолюваним затвором (МДП-транзистор) – це польовий транзистор, затвор якого відділений в електричному відношенні від каналу шаром діелектрика.

МДП-транзистори виготовляються з кремнію на основі структури метал-діелектрик-напівпровідник. У якості діелектрика використовують окисел кремнію SiO_2 . Звідси інша назва цих транзисторів – МОП-транзистори (структура: метал-окисел-напівпровідник). Наявність діелектрика забезпечує їх високий вхідний опір ($10^{12} \dots 10^{14}$ Ом).

Міжнародна назва МДП-транзисторів – MOSFET (*Metal-Oxide-Semiconductor-Field-Effect-Transistor*).

Принцип дії МДП-транзисторів заснований на ефекті зміни провідності приповерхнього шару напівпровідника на границі з діелектриком під впливом поперечного електричного поля. Приповерхній шар напівпровідника є струмопровідним каналом цих транзисторів. МДП-транзистори застосовуються двох типів – з вбудованим і з індукованим каналом.

Розглянемо особливості МДП-транзисторів із вбудованим каналом. Конструкція такого транзистора з каналом n -типу показана на рис. 5.4, а. У пластині кремнію p -типу з високим питомим опором, яку називають *підложкою*, конструкційно створені (вбудовані) дві області електропровідності n -типу. На ці області нанесені металеві електроди – виток й стік. Поверхня кристалу напівпровідника між витком і стоком покрита тонким шаром (порядку 0,1 мкм) діелектрика. На шар діелектрика нанесений металевий електрод – затвор. **Наявність шару діелектрика дозволяє в транзисторі із вбудованим каналом подавати на затвор керуючу напругу обох полярностей.**

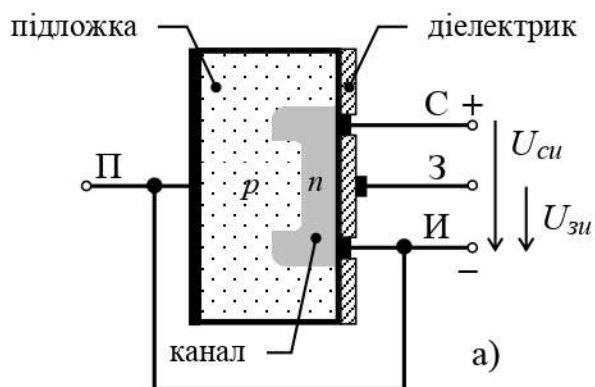
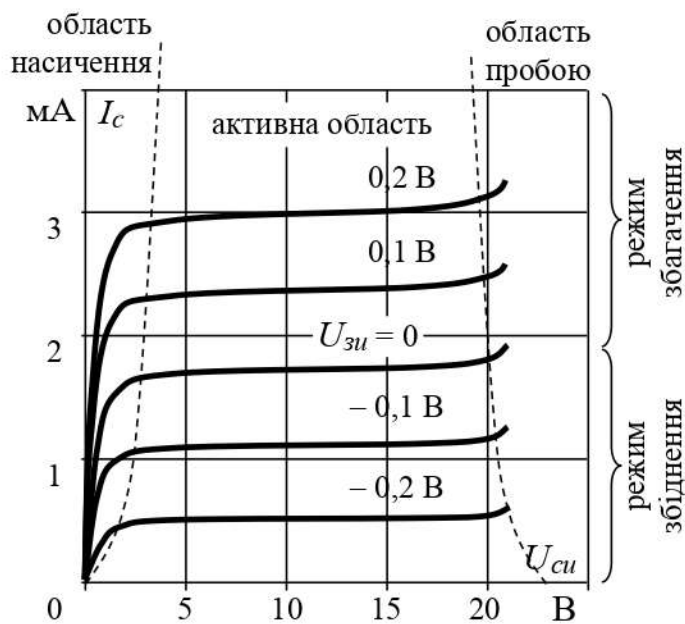
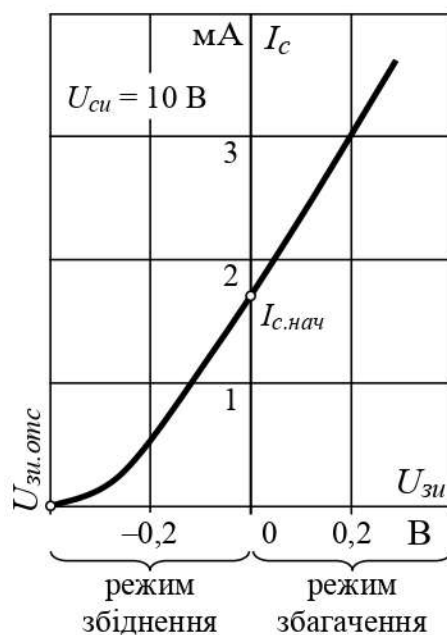


Рис. 5.4. МДП-транзистор з вбудованим каналом n -типу: а) будова; б) стокові характеристики; в) стоко-затворна характеристика



б)



в)

При подачі на затвор позитивної напруги створюється електричне поле, яке буде виштовхувати дірки з каналу до підложки, а електрони витягувати з підложки до каналу. Канал збагачується основними носіями заряду – електронами, його провідність збільшується, і струм I_c зростає. Такий режим роботи транзистора називають *режимом збагачення*.

При подачі на затвор відносно витоку негативної напруги у каналі створюється електричне поле, під впливом якого електрони виштовхуються з каналу до підложки, а дірки втягуються з підложки до каналу. Канал збіднюється, тому що число основних носіїв заряду зменшується, його провідність зменшується, що приводить до зменшення струму I_c . Такий режим роботи транзистора називають *режимом збіднення*.

Якщо напруга на затворі $U_{зи} = 0$, (при наявності напруги $U_{си} > 0$), по каналу тече струм стоку $I_{с.нач}$, який називають *початковим*.

Конструкція МДП-транзистора з індукованим каналом n -типу показана на рис. 5.5, а).

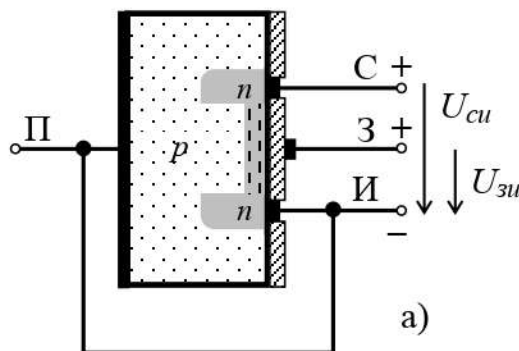
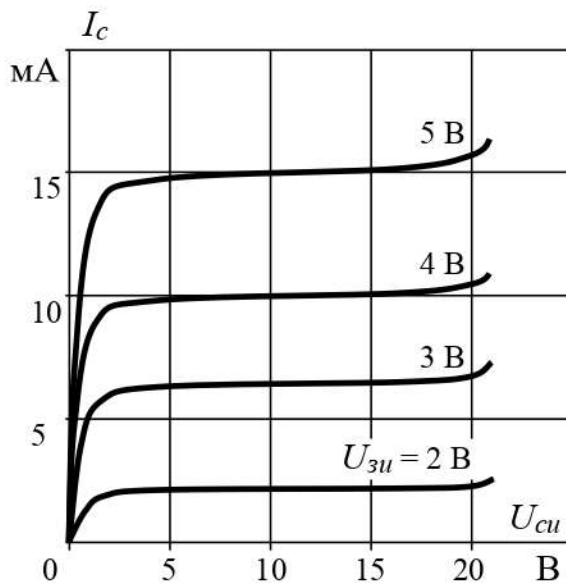
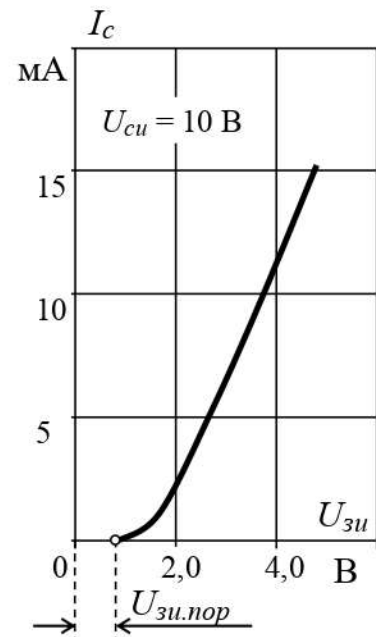


Рис. 5.5. МДП-транзистор з індукованим каналом n -типу: а) конструкція; б) стокові характеристики; в) стоко-затворна характеристика



б)



в)

Канал у таких транзисторах конструктивно не створюється, а утворюється (індукується) завдяки припливу електронів з підложки у випадку прикладення до затвору напруги $U_{зи}$ позитивної полярності відносно витоку. При відсутності цієї напруги канал також відсутній, тому що між витоком і стоком n -типу розташований тільки кристал p -типу. У цьому стані опір між витоком і стоком дуже великий — транзистор зачинений.

Але якщо подати на затвор позитивну напругу, то під впливом електричного поля електрони будуть переміщатися з областей витоку, стоку і з p -області (підложки) у напрямку до затвора. Коли напруга на затворі перевищить граничне значення $U_{зи.пор}$, то в приповерхньому шарі концентрація електронів перевищить концентрацію дірок, що рівноцінно інверсії типу електропровідності, тобто індукується струмопровідний канал n -типу, що з'єднає області витоку та стоку, транзистор починає проводити струм. Чим більше позитивна напруга на затворі, тим більше провідність каналу й струм стоку. Таким чином, **транзистор з індукованим каналом може працювати тільки в режимі збагачення.**

5.2.2 Статичні характеристики МДП-транзисторів

Стокові (вихідні) характеристики $I_c = f(U_{cu})$ польового транзистора з вбудованим каналом n -типу показані на рис. 5.4, б).

При $U_{зи} = 0$ через транзистор протікає струм, обумовлений вихідною провідністю каналу. У випадку коли до затвора прикладена напруга $U_{зи} < 0$ електричне поле затвора проявляє відштовхуючу дію на електрони-носії заряду в каналі, що приводить до зменшення їх концентрації в каналі й провідності каналу. Внаслідок цього стокові характеристики при $U_{зи} < 0$ розташовуються нижче кривої, що відповідає $U_{зи} = 0$.

При подачі на затвор напруги $U_{зи} > 0$ електричне поле затвора притягує електрони до каналу з напівпровідникової пластини (підложки) p -типу. Концентрація носіїв заряду в каналі збільшується, провідність каналу зростає, струм стоку I_c збільшується. Стокові характеристики при $U_{зи} > 0$ розташовуються вище вихідної кривої при $U_{зи} = 0$.

Стоко-затворна характеристика транзистора з вбудованим каналом n -типу $I_c = f(U_{зи})$ наведена на рис. 5.4, в).

Стокові (вихідні) характеристики $I_c = f(U_{cu})$ і стоко-затворна характеристика $I_c = f(U_{зи})$ польового транзистора з індукованим каналом n -типу наведені на рис. 5.5, б), в) відповідно.

Відмінність стокових характеристик полягає в тому, що керування струмом транзистора здійснюється напругою однієї полярності, що збігається з полярністю напруги U_{cu} . Струм $I_c = 0$ при $U_{cu} = 0$, у той час як у транзисторі із вбудованим каналом для цього необхідно змінити полярність напруги на затворі щодо витоку.

5.2.3 Основні параметри МДП-транзисторів

Параметри МДП-транзисторів аналогічні параметрам польових транзисторів з p - n переходом, однак їх вхідний опір має більш високі показники – він становить $r_{ex} = 10^{12} \dots 10^{14}$ Ом.

5.2.4 Область застосування

Польові транзистори застосовуються в підсилювальних каскадах з великим входним опором, ключових і логічних пристроях, при виготовленні інтегральних схем та ін. МДП-транзистори (MOSFET) повсюдно використовуються як силові транзистори імпульсних і лінійних пристроїв стабілізаторів, регулюючих і перемикаючих пристроїв.

Польові транзистори практично витиснули біполярні в ряді застосувань. Найбільш широко вони застосовуються в інтегральних схемах у якості ключів (електронних перемикачів).

Переваги польових транзисторів:

- завдяки високому входному опору польові транзистори споживають малу енергію, тому що практично відсутнє споживання входного струму;
- висока завадостійкість і надійність роботи, оскільки входне коло з боку затвора ізольоване від вихідного кола з боку стоку й витoku;
- висока швидкість перемикання з відкритого стану в закритий і навпаки, що дозволяє їм працювати на більш високих частотах на відміну від біполярних транзисторів.

Недоліки польових транзисторів:

- структура польових транзисторів починає руйнуватися при меншій температурі ($150\text{ }^{\circ}\text{C}$) ніж структура біполярних транзисторів ($200\text{ }^{\circ}\text{C}$);
- потужні МДП-транзистори можуть виходити з ладу через різкі стрибки напруги живлення U_{cu} ;
- найважливішим недоліком польових транзисторів з ізольованим затвором є їх **чутливість до статичної електрики** через надзвичайно тонкий ізоляційний шар діелектрика між затвором і каналом – навіть невисокої напруги буває досить, щоб його зруйнувати.

5.3 Схеми включення польових транзисторів

Польовий транзистор можна включати по одній із трьох основних схем: із загальним джерелом (ЗВ), загальним стоком (ЗС) і загальним затвором (ЗЗ). Схеми включення польового транзистора з p - n переходом і каналом n -типу показані на рис. 5.6.

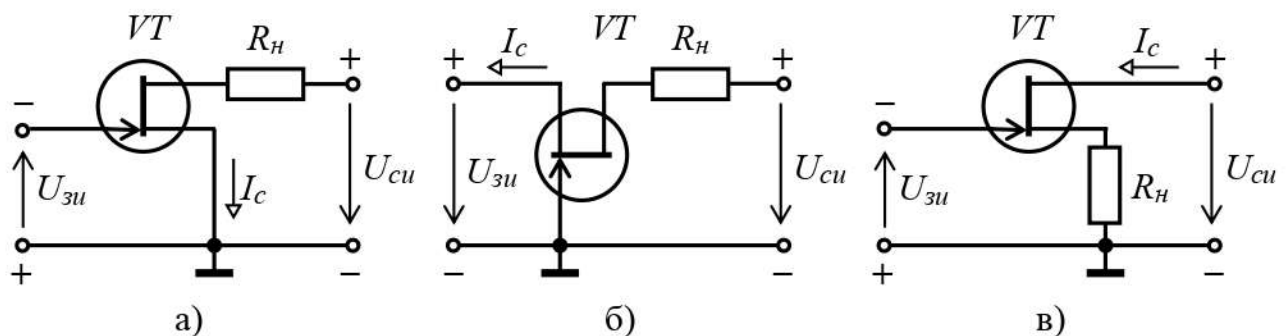


Рис. 5.6. Схеми включення польового транзистора з p - n переходом і каналом n -типу: а) ЗВ; б) ЗЗ; в) ЗС

Для транзистора з каналом p -типу полярності напруги протилежні. МДП-транзистори включаються аналогічно

На практиці найчастіше застосовується схема з ЗВ, яка аналогічна схемі на біполярному транзисторі із ЗЕ. Каскад із загальним витоком дає велике посилення потужності. Схема з ЗЗ не дає посилення струму, і тому посилення потужності в ній у багато разів менше, чим у схемі ЗВ. Каскад ЗЗ має низький вхідний опір, у зв'язку із чим має обмежене практичне застосування.

5.4 Найпростіший підсилювальний каскад на польовому транзисторі

На рис. 5.7 наведена схема підсилювача, виконаного за схемою із ЗВ та одним джерелом живлення. Режим спокою польового транзистора забезпечується подачею напруги зсуву на затвор польового транзистора $U_{зи}$, якому відповідає струм стоку I_{cn} і напруга стік-виток $U_{cи}$.

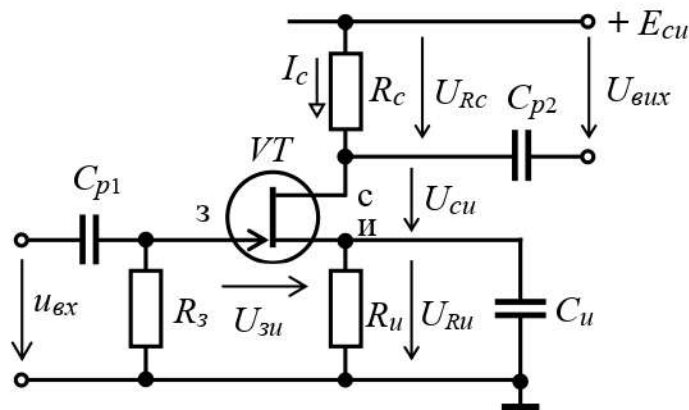


Рис. 5.7. Схема найпростішого підсилювального каскаду на польовому транзисторі за схемою із загальним витоком

Резистор R_3 , забезпечує гальванічний зв'язок затвора із загальною шиною. Падіння напруги на ньому

$$U_{R3} = R_3 I_{30}, \quad (5.5)$$

де I_{30} – зворотний струм p - n переходу затвор-виток, нА.

Струм I_{30} польового транзистора надзвичайно малий, тому падіння напруги на резисторі R_3 можна прийняти рівним нулю. Це дозволяє вважати, що потенціал затвора дорівнює потенціалу нижнього виводу резистора R_u , а отже напруга зсуву $U_{зи}$ утворюється в результаті падіння напруги на резисторі R_u при протіканні струму I_{cn}

$$U_{зи} = -U_{Ru} = -R_u I_{cn}. \quad (5.6)$$

Резистор R_u також виконує функцію температурної стабілізації підсилювача за постійним струмом.

Конденсатори C_{p1} , C_{p2} – розділові, використовуються для розв'язки підсилювача за постійним струмом від джерела вхідного сигналу й навантаження відповідно. Їх ємність розраховують за виразом

$$C_p = \frac{10 \div 20}{2\pi f_{\min} R_z}. \quad (5.7)$$

На резисторі R_c падає вихідна напруга кола за рахунок протікання струму I_c , керованого напругою між затвором і витоком U_{zu} .

Конденсатор C_u забезпечує незмінність коефіцієнта підсилення каскаду, оскільки змінна складова струму i_c не протікає по резистору R_u , для чого ємнісний опір конденсатора повинний бути значно менше опору R_u в смузі посилюваних частот.

Змінна напруга u_{ex} при подачі її на вхід підсилювального каскаду приведе до зміни в часі напруги між затвором і витоком $\Delta U_{zu}(t) = u_{ex}$. Струм стоку також буде змінюватися в часі, тобто з'явиться його змінна складова $\Delta I_c(t) = i_c$.

Зміна цього струму приводить до зміни напруги між стоком і витоком U_{cu} . Його змінна складова u_c є вихідною напругою підсилювального каскаду

$$\Delta U_{cu}(t) = u_c = u_{eux} = -R_c i_c. \quad (5.8)$$

У підсилювачах на МДП-транзисторах з індукованим каналом необхідна напруга зсуву U_{zun} у режимі спокою забезпечується включенням у ланцюг затвора діляника напруги $R1R2$ (рис. 5.8).

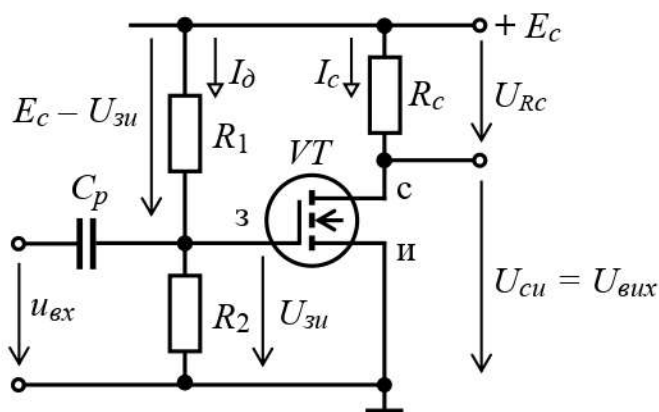


Рис. 5.8. Схема найпростішого підсилювального каскаду на МДП-транзисторі з індукованим каналом за схемою із загальним витоком

При цьому

$$U_{zun} = I_{\partial} R2 = \frac{E_c}{R1 + R2} \cdot R2. \quad (5.9)$$

Від обраного значення струму діляника

$$I_{\partial} = \frac{E_c}{R1 + R2} \quad (5.10)$$

залежать опору резисторів $R1$ і $R2$. Тому струм дільника вибирають виходячи із забезпечення необхідного входного опору підсилювача.

Залежно від режиму роботи підсилювача на МДП-транзисторі з вбудованим каналом застосовується схема включення рис. 5.8 – у випадку роботи в режимі збіднення; схема рис. 5.9 – у випадку роботи в режимі збагачення.

5.5 Розрахунок електричного кола за постійним струмом

У підсилювачі на польовому транзисторі, схема якого наведена на рис. 5.7, струм стоку I_c і напруга U_{cu} зв'язані виразом

$$U_{cu} = E_c - I_c(R_c + R_u), \quad (5.11)$$

з якого може бути отримане рівняння навантажувальної характеристики

$$I_c = \frac{E_c - U_{cu}}{R_c + R_u}. \quad (5.12)$$

Використовуючи вираз (5.12) можна побудувати лінію навантаження за постійним струмом, для чого в осях стокових характеристик польового транзистора (рис. 5.9, б) досить визначити дві точки:

точка 1: $I_c = 0, U_{cu} = E_c$;

точка 2: $U_{cu} = 0, I_c = E_c / (R_c + R_u)$.

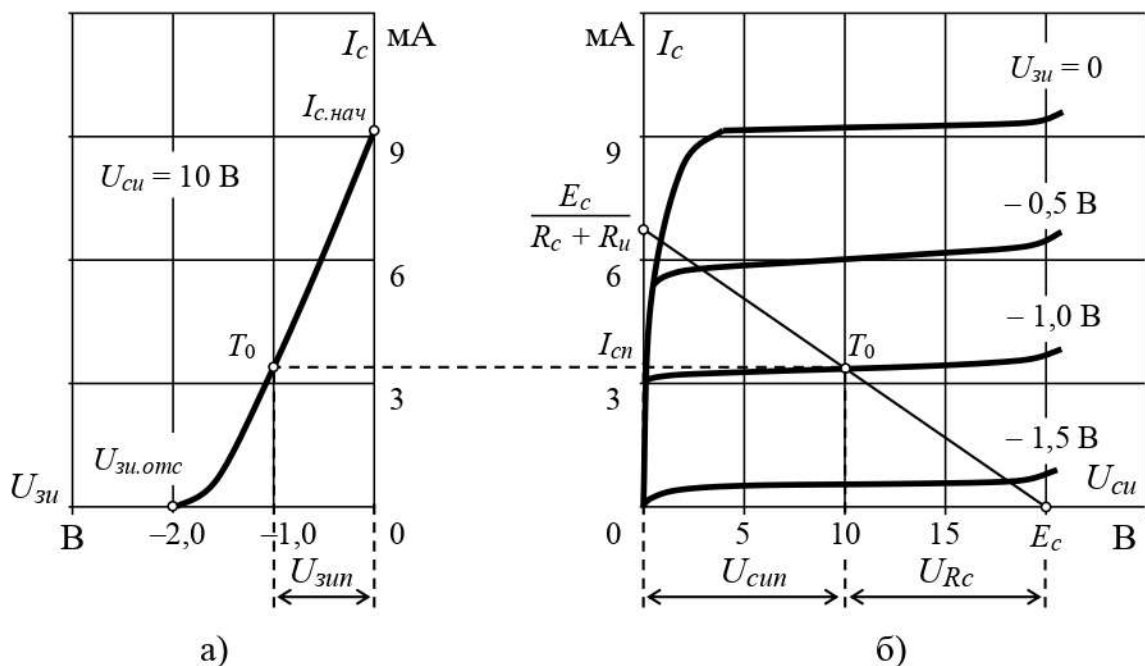


Рис. 5.9. Графічний розрахунок режиму спокою каскада на польовому транзисторі за допомогою статичних характеристик

Графічним розв'язанням рівняння для вихідного ланцюга розглянутого каскаду є точка T_0 перетину лінії навантаження зі стоковими характеристиками (рис. 5.9).

Струм I_c і напруга U_{cu} залежать від напруги $U_{зун}$ – ці параметри визначають режим спокою підсилювача. На вихідних характеристиках цей режим відображається точкою T_0 , що лежить на перетині лінії навантаження з вихідною статичною характеристикою, знятої при заданому значенні напруги $U_{зу}$.

Опір резистора R_z звичайно приймають рівним 1...2 МОм.

Опір резистора R_u знаходять з виразу

$$R_u = \frac{U_{зун}}{I_{сн}}. \quad (5.13)$$

5.6 Вибір МДП-транзисторів з індукованим каналом

В наступний час поряд з іншими польовими транзисторами широко застосовуються МДП-транзистори (MOSFET) з індукованим каналом, тому у випадку виходу його з ладу часто потрібно підібрати відповідний аналог транзистора.

При виборі аналога необхідно знати параметри транзистора, який вийшов з ладу. Як правило, тип оригінального транзистора відомий, що дозволяє знайти його технічні характеристики (*datasheet*) у мережі Internet. Добір аналога здійснюється за:

- напругою $U_{св}$ (в *datasheet* вказується V_{ds});
- напругою $U_{зв}$ (V_{gs});
- струмом I_c (I_d);
- потужністю P_c (P_d);
- опором $R_{св.відч}$ ($R_{ds(on)}$).

У аналога напруги V_{ds} і V_{gs} , струм I_d , потужність P_d повинні бути не менше ніж в оригінальному транзисторі. Однак занадто завищувати V_{ds} не рекомендується, тому що це приводить до зниження швидкості перемикавання, що важливо для імпульсних схем.

Опір каналу відкритого транзистора $R_{ds(on)}$ повинен бути того ж порядку. Краще, якщо він буде нижче – при цьому канал буде менше нагріватися.

5.7 Перевірка польових МДП-транзисторів з індукованим каналом

Порядок перевірки транзистора за допомогою мультиметра складається у наступному. Мультиметр перемикається в режим перевірки діодів і вимірюється падіння напруги на внутрішньому діоді, який утворений внутрішньою структурою польового транзистора (рис. 5.10, а). Для цього мінусовий (чорний) щуп вимірювального приладу поміщується на стік (D), плюсовий (червоний) на

виток (S) транзистора з n -каналом. У справного транзистора мультиметр показує падіння напруги на діоді близько до 500 мВ (показання залежно від типу транзистора можуть різнитися). При зазначеній полярності щупів вимірювального приладу транзистор закривається.

Далі необхідно спробувати відкрити транзистор. Для цього, не відриваючи чорний щуп мультиметра від стоку, червоним щупом потрібно торкнутися затвора (G) і знову перенести червоний щуп на виток. Справний транзистор відкриється й вимірювальний прилад покаже падіння напруги рівне 0, якщо чорним щупом доторкнутися до затвора (G) і перемістити його назад до стоку (D), то транзистор закриється і мультиметр покаже падіння напруги на внутрішньому діоді.

Цоколевка транзистора (призначення виводів) визначаються за довідковим даними. Приклад цоколевки MOSFET транзистора наведений на рис. 5.10, б.

Транзистор з p -каналом перевіряється аналогічно, тільки щупи приладу між собою міняються місцями.

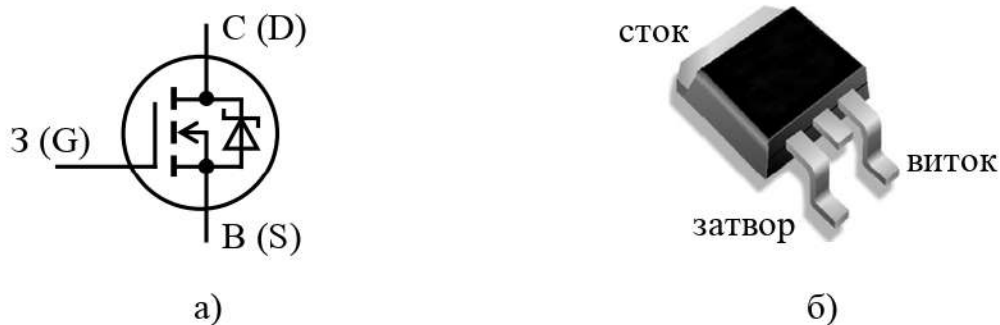


Рис. 5.10. MOSFET транзистор: а) схема заміщення з урахуванням внутрішнього діоду; б) приклад цоколевки транзистора в корпусі D²PAK

6 ПІДСИЛЮВАЧІ ЕЛЕКТРИЧНИХ СИГНАЛІВ

6.1 Загальні відомості про підсилювачі

Підсилювачем називають пристрій, призначений для збільшення параметрів електричного сигналу (напруги, струму, потужності). Підсилювач має вхідний коло, до якого підключається джерело вхідного сигналу, і вихідне коло, з якого вихідний сигнал знімається й подається в навантаження (рис. 6.1).

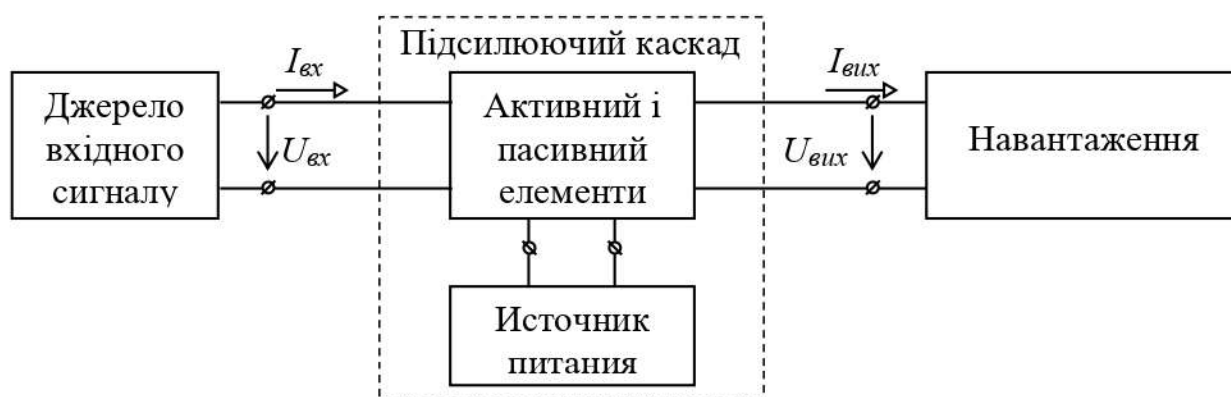


Рис. 6.1. Структурна схема підсилюючого каскаду

Підсилювачі містять *активні* (польові й біполярні транзистори) і *пасивні* (резистори, конденсатори, індуктивності) елементи, а також джерело живлення постійної напруги.

Основні параметри підсилювачів:

– *коефіцієнт підсилення за напругою* k_u – відношення вихідної напруги підсилювача до його вхідної напруги:

$$k_u = \frac{U_{вих}}{U_{вх}}; \quad (6.1)$$

– *коефіцієнт підсилення за струмом* k_i – відношення вихідного струму підсилювача до його вхідного струму:

$$k_i = \frac{I_{вих}}{I_{вх}}; \quad (6.2)$$

– *коефіцієнт підсилення за потужністю* k_p – відношення потужності, що віддається навантаженню до вхідної потужності підсилювача:

$$k_p = \frac{P_{\text{вих}}}{P_{\text{вх}}} = k_u \cdot k_i; \quad (6.3)$$

- *робочий діапазон частот* Δf_p – смуга частот від нижчої робочої частоти f_n до вищої робочої частоти f_e у межах якої коефіцієнт підсилення зменшується не більш ніж до 0,7 своєї максимальної величини;
- *вхідний опір* $R_{\text{вх}}$ – опір між вхідними затискачами підсилювача для змінного вхідного струму:

$$R_{\text{вх}} = \frac{\Delta U_{\text{вх}}}{\Delta I_{\text{вх}}}; \quad (6.4)$$

- *вихідний опір* $R_{\text{вих}}$ – опір між вихідними затискачами підсилювача для змінного струму при відключенні навантаження:

$$R_{\text{вих}} = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta I_{\text{вих}}}; \quad (6.5)$$

- *коефіцієнт корисної дії підсилювача* η – відношення потужності, що віддається підсилювачем у навантаження, до потужності, споживаної від джерела живлення:

$$\eta = \frac{P_{\text{вих}}}{P_0}; \quad (6.6)$$

- *динамічний діапазон* D – відношення максимальної вхідної напруги до мінімальної вхідної напруги, при якій нелінійні викривлення не перевищують установлених норм:

$$D = \frac{U_{\text{вих.max}}}{U_{\text{вх.min}}}; \quad (6.7)$$

- *лінійні викривлення* – це викривлення, обумовлені залежністю параметрів підсилювача від частоти й не залежні від амплітуди вхідного сигналу. Вони викликані наявністю в колах підсилювача реактивних елементів (індуктивності і ємності), опори яких залежать від частоти, а також залежністю від частоти фізичних параметрів напівпровідникових приладів;
- *нелінійні викривлення* – це викривлення, обумовлені залежністю коефіцієнта підсилення підсилювача від амплітуди посилюваного сигналу. Нелінійні викривлення викликані нелінійністю ВАХ активних елементів підсилювача (транзисторів та ін.)

Задача передачі максимальної енергії від джерела сигналу на вхід підсилювача, а також з виходу підсилювача на навантаження називається *узгодженням*. Для оптимального узгодження вхідний опір підсилювача $R_{\text{вх}}$ повинне бути значно більше внутрішнього опору джерела сигналу R_z , а вихідний опір $R_{\text{вих}}$ значне менше опору навантаження R_n . Питання узгодження виникають і в багатокаскадних підсилювачах. Якщо два підсилювальні каскади

не узгоджені між собою за вхідним й вихідним опором, то між ними ставиться *емітерний повторювач*, який має великий вхідний і малий вихідний опір (докладніше див. п.п. 6.3.2).

До основних характеристик підсилювачів відносяться:

- амплітудно-частотна характеристика (АЧХ) – залежність коефіцієнта підсилення за напругою від посилюваної частоти $k_u = F(f)$ (рис. 6.2, а);
- фазо-частотна характеристика (ФЧХ) – залежність кута зміщення фази між вихідною і вхідною напругами від частоти $\varphi = F(f)$ (рис. 6.2, б).
- амплітудна характеристика підсилювача – залежність амплітуди вихідного сигналу $U_{m.вих}$ від амплітуди вхідного сигналу $U_{m.вх}$ на деякій постійній частоті $U_{m.вих} = f(U_{m.вх})$ (рис. 6.2, в).

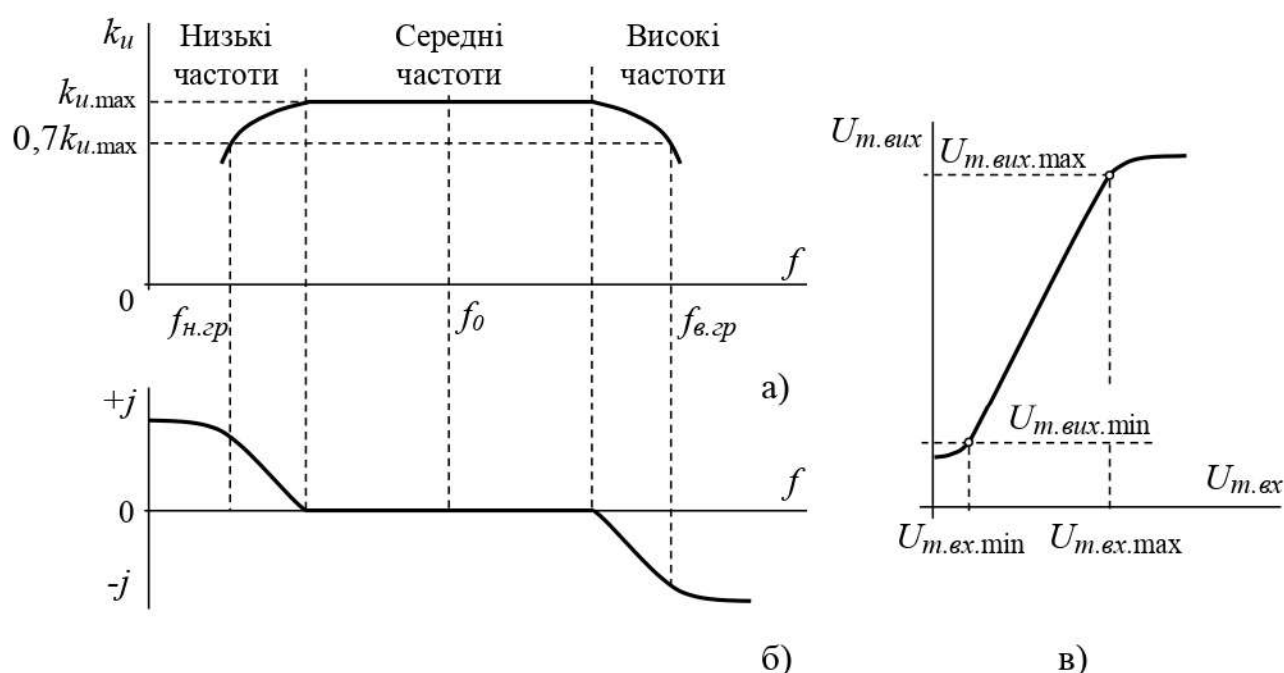


Рис. 6.2. Характеристики підсилювачів: а) амплітудно-частотна (АЧХ); б) фазо-частотна (ФЧХ); в) амплітудна

Усі підсилювачі можна підрозділити на два класи – з лінійним і нелінійним режимом роботи.

У підсилювачах з лінійним режимом роботи вихідний сигнал повинен бути близьким за формою до вхідного. Викривлення форми сигналу, внесені підсилювачем, повинні бути мінімальними. Залежно від виду АЧХ підсилювачі з лінійним режимом роботи підрозділяють на:

- підсилювачі повільно змінюваного сигналу (підсилювачі постійного струму – УПТ);
- підсилювачі звукових частот (УЗЧ);
- підсилювачі високої частоти (УВЧ);
- широкосмугові підсилювачі (ШПУ);
- вузькосмугові підсилювачі (УПУ).

У підсилювачів з нелінійним режимом роботи пропорційність у передачі вхідного сигналу відсутня. Після досягнення деякої величини напруги вхідного сигналу при його збільшенні сигнал на виході підсилювача залишається без зміни (обмежується на деякому рівні). Такі підсилювачі використовуються для перетворення вхідного сигналу, наприклад синусоїдального, в імпульсний сигнал, а також для посилення імпульсів.

6.2 Принцип будови підсилювальних каскадів

Як правило, посилення електричних сигналів відбувається послідовно в кілька етапів. Кожна ступень посилення називається *каскадом*. Число каскадів залежить від отримання необхідних значень коефіцієнтів підсилення k_i , k_u , k_p .

Залежно від виконуваних функцій підсилювальні каскади підрозділяють на каскади попереднього посилення й вихідні каскади. Каскади попереднього посилення призначені для підвищення рівня сигналу за напругою, а вихідні каскади – для одержання необхідних значень струму або потужності сигналу в навантаженні.

Принцип будови й роботи підсилювального каскаду розглянемо на прикладі структурної схеми рис. 6.4, а. Основними елементами каскаду є керований елемент КЕ, функцію якого виконує біполярний або польовий транзистор і резистор R . Разом з напругою живлення E ці елементи утворюють *вихідний коло* каскаду.

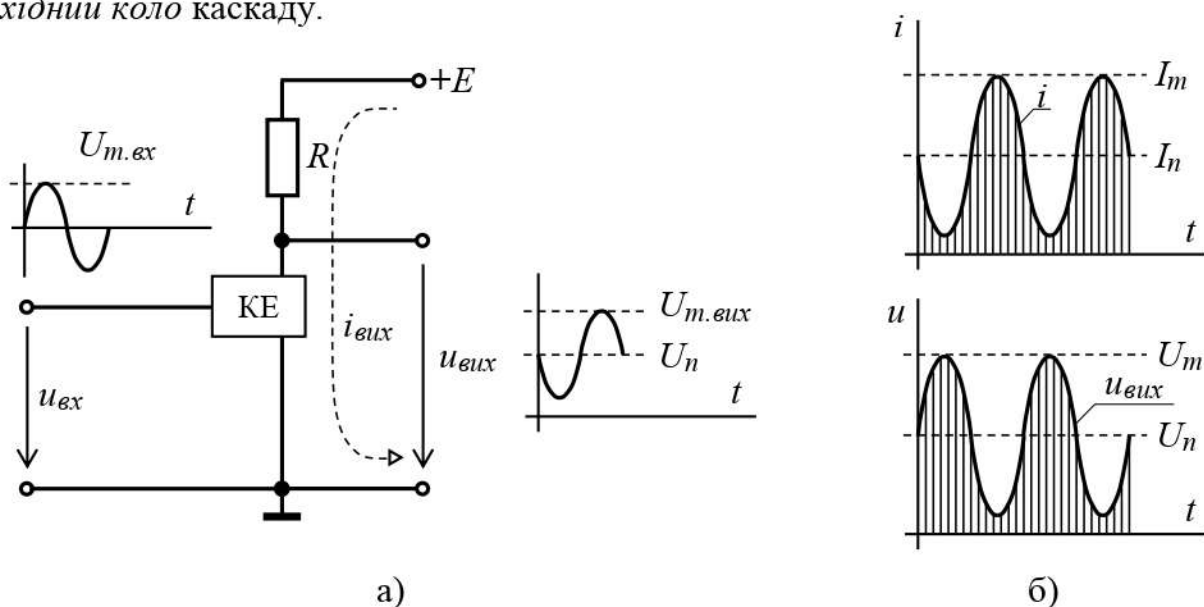


Рис. 6.4. Підсилюючий каскад:
а) принцип будови; б) часові діаграми

Посилюваний сигнал u_{ex} , наприклад, синусоїдальної форми, подається на вхід КЕ. Вихідний сигнал $u_{вых}$, знімається з виходу КЕ або з резистора R . Він формується в результаті зміни опору КЕ, а отже, струму i у вихідному колі під впливом вхідної напруги (закон Ома). Процес посилення ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійної напруги E в енергію змінної напруги u

вихідному ланцюзі за рахунок зміни опору КЕ за законом, що задається вхідним сигналом.

Через використання для живлення джерела постійної напруги E струм i у вихідному ланцюзі каскаду є односпрямованим (рис. 6.4, а). При цьому змінний струм i напруга вихідному кола (пропорційні струму й напрузі вхідного сигналу) слід розглядати як змінні складові сумарних значень струму й напруги, що накладаються на їх постійні складові I_n і U_n (рис. 6.4, б).

Зв'язок між постійними й змінними складовими повинен бути таким, щоб амплітудні значення змінних складових не перевищували постійних складових:

$$I_n \geq I_m \text{ і } U_n \geq U_m. \quad (6.8)$$

Невиконання цих умов приводить до обмеження вихідного сигналу, і як наслідок до викривлення його форми.

Таким чином, для забезпечення роботи підсилювального каскаду при змінному вхідному сигналі в його вхідному й вихідному колі повинні бути створені постійні складові струми й напруги – вони визначають *режим спокою* підсилювального каскаду, і характеризують електричний стан схеми у відсутності вхідного сигналу.

Підсилювальні властивості каскадів посилення ґрунтуються на наступному. При подачі на керований елемент напруги вхідного сигналу в струмі вихідного кола створюється змінна складова, внаслідок чого на керованому елементі утворюється аналогічна складова напруги, що перевищує змінну складову напруги на вході.

6.3 Підсилювачі на біполярних транзисторах

Параметри підсилювального каскаду залежать від способу включення транзистора й приводяться в таблиці 6.1. Найбільш часто в підсилювальних каскадах застосовуються схеми включення біполярних транзисторів з ЗЕ й ЗК.

Таблиця 6.1 – Параметри основних схем включення транзисторів

Параметр	Схема включення		
	ЗЕ	ЗБ	ЗК
Вхідний опір, R_{ex}	200...2000 Ом	50...100 Ом	10...500 кОм
Вихідний опір, R_{vix}	30...70 кОм	0,1...1,0 МОм	50...1000 Ом
Коефіцієнт підсилення за напругою, k_u	30...1000	30...400	≈ 1
Коефіцієнт підсилення за струмом, k_i	10...200	≈ 1	10...200
Коефіцієнт підсилення за потужністю, k_p	3000...30000	30...400	10...200
Фазове зміщення між U_{vix} і U_{ex} , φ	180°	0	0

6.3.1 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із загальним емітером (ЗЕ)

Основними елементами схеми (рис. 6.5) є джерело живлення E_K , керований елемент – транзистор VT і резистор R_K . Ці елементи утворюють головний коло підсилювального каскаду, у якому за рахунок колекторного струму створюється посилена змінна напруга на виході схеми. Інші елементи виконують допоміжну роль. Конденсатори C_{p1} , C_{p2} є розділовими. Конденсатор C_{p1} виключає шунтування входного кола каскаду колом джерела входного сигналу за постійним струмом. Функція конденсатора C_{p2} зводиться до пропущення в коло навантаження змінної й затримці постійної складової напруги.

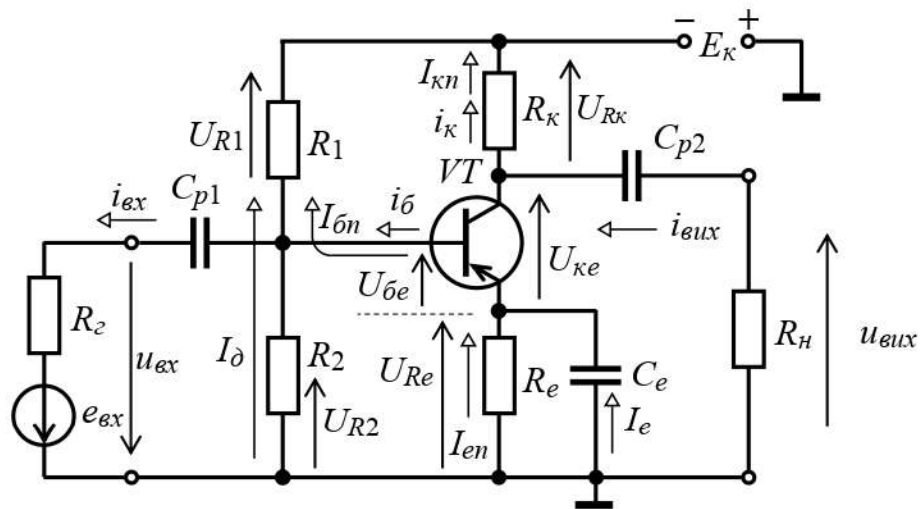


Рис. 6.5. Схема підсилюючого каскаду з ЗЕ

Резистори R_1 , R_2 призначені для завдання режиму спокою каскаду. Оскільки біполярний транзистор керується струмом, то струм спокою в колі колектора I_{Kn} створюється завданням відповідної величини струму бази спокою I_{Bn} . Резистор R_1 призначений для створення кола протікання струму I_{Bn} . Разом з R_2 резистор R_1 забезпечує необхідну напругу на базі U_{R2} щодо затискача «+ E_K » джерела живлення.

Робота підсилювального каскаду супроводжується зміною його температурного режиму. Причин тому дві: теплова дія струму колектора й температура навколишнього середовища. Обидві причини ведуть до зростання струму спокою I_{Kn} , а відповідно й струмів I_{en} , I_{Bn} . У результаті змінюються параметри режиму спокою, що приводить до появи нелінійних викривлень. Таким чином, підсилювальний каскад з ЗЕ потребує температурної стабілізації положення робочої точки (зменшенні впливу температури на початкове положення робочої точки). Із цією метою в емітерне коло уведений резистор R_e , на якому створюється напруга *негативного зворотного зв'язку* (ООС) за постійним струмом U_{Re} .

Зростання струму колектора $I_{кп}$ веде до збільшення струму емітера $I_{ен}$, що приводить до росту падіння напруги U_{Re} , у результаті чого зменшується напруга $U_{бен}$

$$U_{бен} = U_{R2} - U_{Ren}, \quad (6.9)$$

відповідно зменшується струм бази $I_{б}$ і струм колектора $I_{к}$, тому що

$$I_{кп} = \beta I_{бн}. \quad (6.10)$$

Таким чином, струм спокою колектора залишається практично незмінним при зміні температурного режиму підсилювального каскаду.

В активному режимі на резисторі R_e падає напруга, викликана протіканням як постійного, так і змінного струмів. Згідно з вираженням (6.9) це приводить до зміни напруги $U_{бен}$ – з'являється ООС за змінним струмом. Для її усунення резистор R_e шунтується конденсатором C_e , опір якого на частоті посилюваного сигналу малий, внаслідок чого змінний струм i_e протікає через конденсатор, а постійний струм $I_{ен}$ – через резистор R_e .

Принцип дії каскаду на біполярному транзисторі, включеному за схемою з ЗЕ полягає в наступному. При підключенні до входу підсилювача джерела синусоїдальної е.р.с. e_2 на базі транзистора з'являється синусоїдальна напруга $u_{вх}$, яка змінює напругу $U_{бен}$. Під впливом напруги $u_{вх}$ у колі бази з'являється змінна складова струму $i_{б}$, яка викликає появу змінної складової струму колектора $i_{к} = \beta i_{б}$. На колекторі транзистора за рахунок падіння напруги на резисторі R_k падає напруга $U_{вих}$, змінна складова якого через конденсатор C_{p2} приладжується до навантаження R_H :

$$u_{вих} = u_{ке} = E_k - R_k i_k. \quad (6.11)$$

Розрахунки каскаду за постійним струмом проводиться графоаналітичним методом. Графічні побудови проводяться за допомогою вихідних характеристик транзистора (рис. 6.6, б). В осях вихідних ВАХ проводять лінію навантаження каскаду за постійним струмом ($T_1 T_2$), яка описується рівнянням

$$U_{кен} = E_k - (R_k + R_e) I_{кп}. \quad (6.12)$$

Побудову лінії навантаження каскаду за постійним струмом проводять по двом точкам, що характеризують режим холостого ходу (точка T_1) і короткого замикання (точка T_2) вихідного кола каскаду:

- для точки T_1 : $I_{кп} = 0$, $U_{кен} = E_k$;
- для точки T_2 : $U_{кен} = 0$, $I_{кп} = E_k / (R_k + R_e)$.

Якщо обрати на вхідній характеристиці $I_{б} = f(U_{бе})$ необхідне значення струму бази спокою $I_{бн}$ (рис. 6.6, а), визначимо координати точки T_0 перетину відповідної вихідної характеристики при $I_{б} = I_{бн}$ із лінією навантаження каскаду за постійним струмом (рис. 6.6, б).

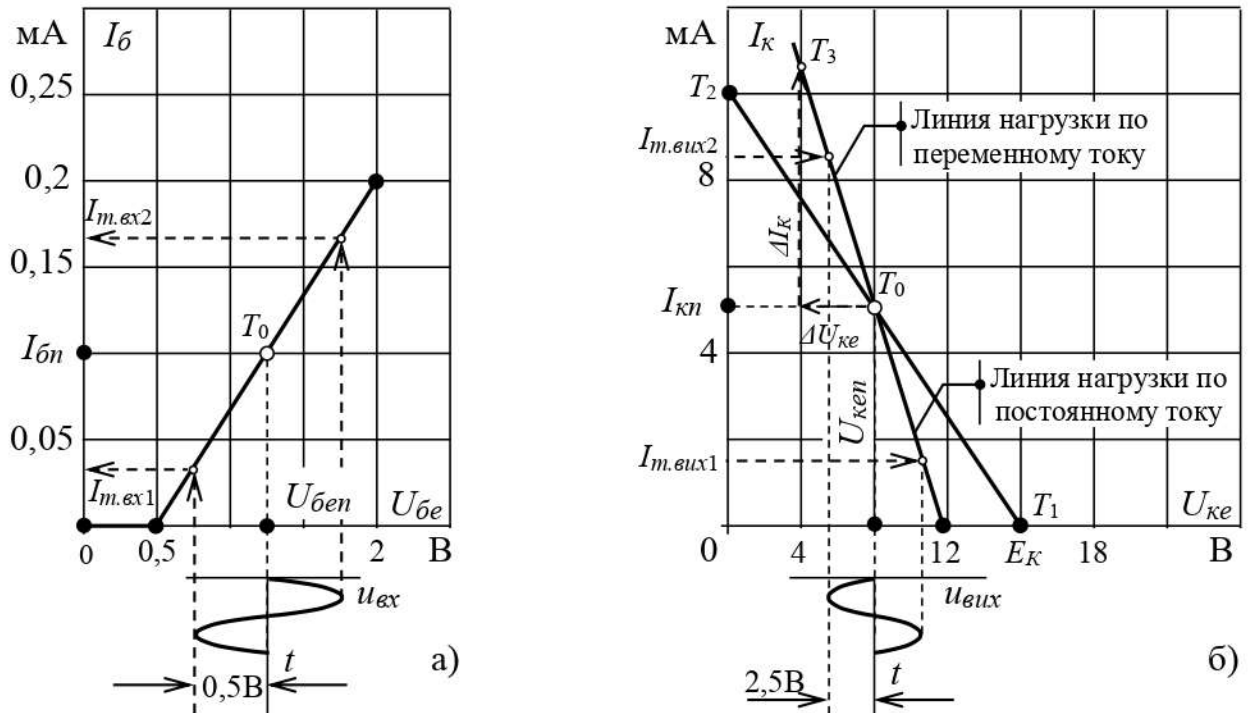


Рис. 6.6. Розрахунок підсилювача графічним способом

Початкове положення робочої точки забезпечується ділянкою напруги, що складається з резисторів R_1 і R_2 , значення яких визначаються співвідношеннями:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{\delta en} - U_{Re}}{I_{\delta} + I_{\delta n}} = \frac{E_K - U_{R2}}{I_{\delta} + I_{\delta n}}. \quad (6.13)$$

$$R_2 = \frac{U_{\delta en} + U_{Re}}{I_{\delta}} = \frac{U_{R2}}{I_{\delta} + I_{\delta n}}. \quad (6.14)$$

де $I_{\delta} = (2 \dots 5)I_{\delta n}$ – струм ділянки напруги $R_1 R_2$;

$U_{Re} = (0,1 \dots 0,25)E_K$ – падіння напруги на резисторі R_e в режимі спокою.

При визначенні змінних складових вихідної напруги каскаду й колекторного струму транзистора використовують лінію навантаження каскаду за змінним струмом. При цьому необхідно враховувати, що за змінним струмом опір у колі емітера транзистора дорівнює нулю, тому що резистор R_e зашунтований конденсатором C_e , а до колекторного кола підключається навантаження, опір конденсатора C_{p2} за змінним струмом малий. Опір каскаду за змінним струмом визначається опорами резисторів R_K і R_H , які включені паралельно, тобто

$$R_{H\sim} = \frac{R_K \cdot R_H}{R_K + R_H}. \quad (6.15)$$

Т.к. при наявності вхідного сигналу напруга й струм транзистора являють собою суми постійних і змінних складових, лінія навантаження за змінним струмом проходить через точку спокою T_0 (рис. 6.6).

Нахил лінії навантаження за змінним струмом буде більшим, ніж за постійним струмом, тому що опір навантаження за змінним струмом менший, ніж за постійним. Лінію навантаження за змінним струмом будують по відношенню збільшення напруги до струму:

$$\Delta I_K = \frac{\Delta U_{ке}}{R_{H\sim}}. \quad (6.16)$$

Довільну величину $\Delta U_{ке}$ відкладають вліво від точки спокою T_0 (рис. 6.6, б), що відповідає значенню ΔI_K , розрахованому за виразом (6.16), яке відкладають вгору від струму $I_{кп}$ (точка T_3). З'єднавши точки T_0 і T_3 одержують лінію навантаження за змінним струмом.

При подачі на вхід каскаду напруги $u_{вх}$ у базовому колі транзистора утворюється змінна складова струму i_b , пов'язана з напругою $u_{вх}$ вхідною характеристикою транзистора. Через те, що струм колектора пропорційно залежить від струму бази, у колекторному колі транзистора утворюється змінна складова струму i_K і змінна вихідна напруга $u_{вих}$, пов'язана зі струмом i_K лінією навантаження за змінним струмом. При цьому лінія навантаження за змінним струмом характеризує зміну миттєвих значень струму колектора i_K і напруги $u_{ке}$ або переміщення робочої точки.

Робоча точка переміщується вниз від точки спокою T_0 при позитивній півхвилі вхідної напруги й вгору – при негативній.

Для виключення викривлень вихідного сигналу необхідно, щоб робоча точка при переміщенні вгору по лінії навантаження не заходила до області нелінійних початкових ділянок вихідних характеристик, а при переміщенні вниз – до області початкових струмів колектора I_K . Робота каскаду без викривлень вихідного сигналу досягається за рахунок забезпечення відповідної величини вхідного сигналу й правильного вибору режиму спокою.

6.3.2 Підсилювальний каскад на біполярному транзисторі за схемою із загальним колектором (ЗК) (емітерний повторювач)

Основне призначення підсилювального каскаду із ЗК – узгодження високоомного джерела вхідного сигналу з низькоомним навантаженням, оскільки вхідний опір емітерного повторювача високий, а вихідний – малий (див. табл. 6.1).

Емітерним повторювачем схему називають внаслідок того, що її вихідна напруга, що знімається з емітера транзистора близька за величиною до вхідної напруги

$$u_{вих} = u_{вх} + u_{бе} \approx u_{вх} \quad (6.17)$$

і збігається з нею по фазі.

Коефіцієнт підсилення за струмом каскаду із ЗК $k_i \gg 1$ через те, що вихідний струм значно більше вхідного, тобто $i_e \gg i_b$.

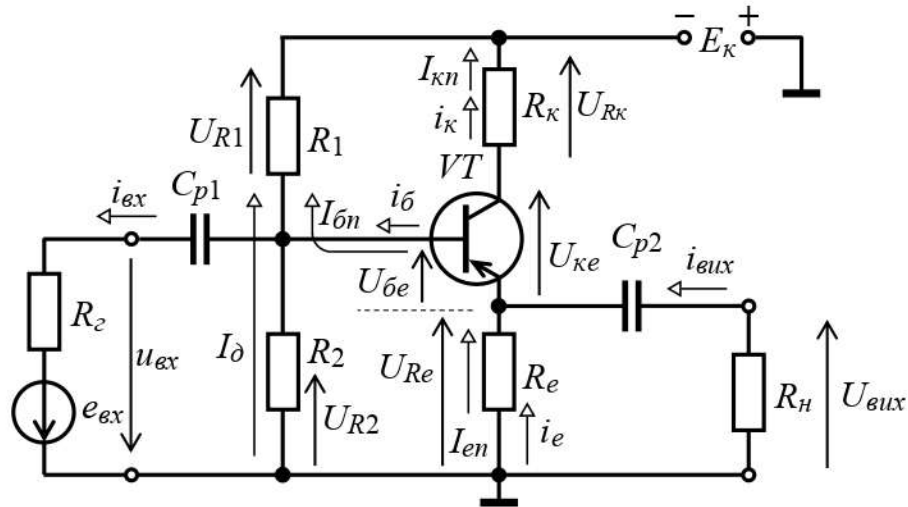


Рис. 6.7. Схема підсилювача за схемою із ЗК

Резистор R_e в схемі з ЗК (рис. 6.7) виконує ту ж функцію, що й резистор R_k у схемі з ЗЕ – на ньому утворюється змінна напруга у вихідному колі за рахунок протікання струму I_e , керованого з боку бази. Функція конденсатора C_{p2} зводиться до передачі в навантаження змінної складової вихідного сигналу. Резистори R_1, R_2 призначені для завдання режиму спокою каскаду.

6.3.3 Режим роботи підсилювачів на біполярних транзисторах

Залежно від положення робочої точки спокою підсилювальні каскади можуть працювати в одному з режимів: A, B, AB, C, D . Це положення визначається на характеристиках транзистора (рис. 6.6) сукупністю постійних складових струмів і напруг у вихідному I_{kn}, U_{ken} і вхідному I_{bn}, U_{ben} колах.

При роботі транзистора в активному (підсилювальному) режимі класу A положення робочої точки спокою повинне бути таким, щоб струм через біполярний транзистор протікав продовж всього періоду зміни вхідного сигналу, а амплітудне значення вихідного струму $I_{m.k}$ не перевищувало початкового струму I_{kn} . Тому в підсилювачах класу A положення робочої точки вибирають по середині лінії навантаження за постійним струмом (точка T_0 , рис. 6.6). Це забезпечує лінійне підсилення змінного вхідного сигналу. Такий режим використовують у каскадах попереднього посилення або в малопотужних вихідних каскадах. Недоліком такого підсилювача є низький ККД ($\eta_{max} = 25...30\%$).

У підсилювачах класу B робоча точка вибирається на лінії навантаження при струмі колектора $I_{kn} = I_{ko}$. У такому режимі транзистор відкритий тільки протягом половини періоду змінного вхідного сигналу. Особливістю цього

режиму є високий ККД підсилювача ($\eta_{\max} = 60 \dots 70\%$), тому його застосовують у вихідних двотактних каскадах посилення потужності.

Режим класу AB є проміжним між режимами A і B . При малих і середніх вхідних сигналах він має властивості режиму A , а при великому вхідному сигналі – режиму B . ККД у режимі класу AB – $\eta_{\max} = 50 \dots 60\%$.

Особливістю режиму посилення класу C є подача негативної напруги спокою U_{be} . Режим характеризується як найбільшим ККД $\eta_{\max} = 80\%$, так і найбільшими нелінійними викривленнями. Режим C застосовується у вихідних каскадах потужних підсилювачів.

Режим посилення класу D – це ключовий режим роботи підсилювального каскаду.

6.3.4 Способи забезпечення режиму спокою

Для нормальної роботи біполярного транзистора необхідно, щоб між базою й емітером була прикладена постійна напруга зсуву U_{be} . Залежно від способу зсуву емітерного переходу розрізняють підсилювачі з фіксованим струмом бази й з фіксованою напругою база-емітер.

Схема підсилювального каскаду з фіксованим струмом бази показана на рис. 6.8. Необхідний потенціал на базу від джерела живлення E_k подається за допомогою резистора R_b – емітерний p - n перехід відкривається й через нього тече струм бази I_{bn} .

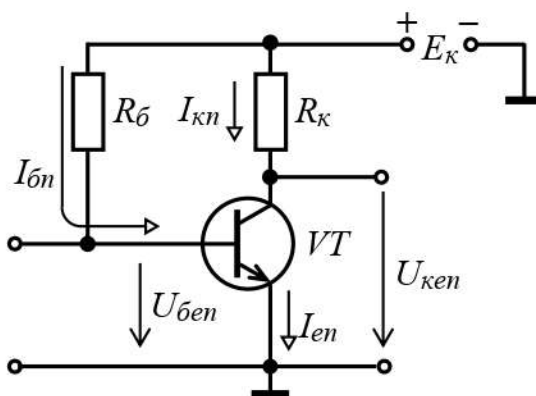


Рис. 6.8. Схема підсилювача на біполярному транзисторі з фіксованим струмом бази

При заданих значеннях E_k і R_k режим спокою визначається значенням струму бази I_{bn} , рівним

$$I_{bn} = \frac{E_k - U_{ben}}{R_b} \approx \frac{E_k}{R_b}, \quad (6.18)$$

звідки визначається опір резистора R_b

$$R_6 = \frac{E_K - U_{6en}}{I_{6n}} \approx \frac{E_K}{I_{6n}}, \quad (6.19)$$

т.к. $U_{6en} \ll E_K$.

Режим спокою можна забезпечити й іншим способом, задавши постійну напругу зсуву емітерного переходу за допомогою діляника напруги $R_1 R_2$, як показано на рис. 6.9. Тут основна частина напруги E_K падає на резисторі R_1 , а невелика частина, що є напругою зсуву U_{6en} , падає на резисторі R_2 , який підключений паралельно до емітерного переходу транзистора.

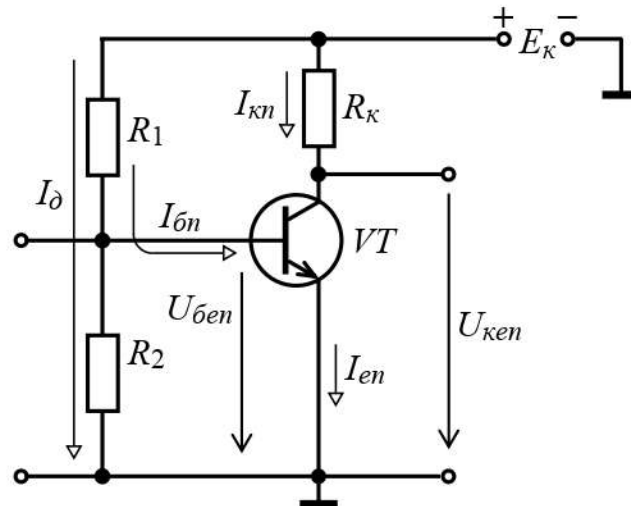


Рис. 6.9. Схема підсилювача на біполярному транзисторі з фіксованою напругою U_{6e}

Таке включення забезпечує рівність падіння напруги на резисторі R_2 і на емітерному переході:

$$U_{R2} = R_2 I_{\delta} = U_{6en}, \quad (6.20)$$

де I_{δ} – струм, що тече через діляник $R_1 R_2$ (див. п.п. 6.3.1).

Опір резисторів діляника напруги:

$$R_1 = \frac{E_K - U_{6en}}{I_{\delta} + I_{6n}} = \frac{E_K}{I_{\delta} + I_{6n}}; \quad (6.21)$$

$$R_2 = \frac{U_{6en}}{I_{\delta}}. \quad (6.22)$$

6.4 Підсилювачі на польових транзисторах

Принцип побудови підсилювальних каскадів на польових транзисторах той же, що й каскадів на біполярних транзисторах. Особливість полягає в тому, що польовий транзистор керується по входу напругою, а не струмом. Із цієї причини завдання режиму спокою в каскадах на польових транзисторах

здійснюється подачею у вхідне коло каскаду постійної напруги відповідної величини й полярності.

6.4.1 Підсилювальний каскад на польовому транзисторі з керуючим *p-n* переходом

Основними елементами каскаду (рис. 6.10) є джерело живлення E_c , транзистор VT і резистор R_c . Навантаження підключене через роздільний конденсатор C_{p2} до стоку транзистора.

Інші елементи каскаду виконують допоміжну роль. Резистори R_z , R_u призначені для завдання напруги спокою $U_{зун}$. Також резистор R_u створює в каскаді негативний зворотний зв'язок за постійним струмом, що необхідно для температурної стабілізації режиму спокою. Конденсатор C_u призначений для виключення зворотного від'ємного зв'язку за змінним струмом. Розділовий конденсатор C_{p1} забезпечує зв'язок каскаду з джерелом вхідного сигналу.

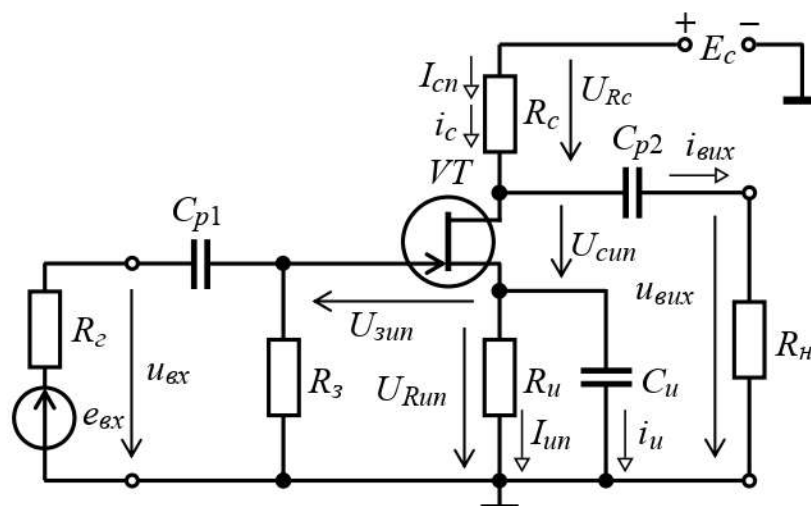


Рис. 6.10. підсилювача на польовому транзисторі з керуючим *p-n* переходом і загальним витоком

Використовуючи графічно-аналітичний метод, проведемо аналіз роботи підсилювального каскаду на польовому транзисторі з керуючим *p-n* переходом (рис. 6.10).

Рівняння електричної рівноваги для кола стік-виток в режимі спокою має вигляд:

$$E_c = U_{cun} + I_{cn}(R_c + R_u), \quad (6.23)$$

звідки

$$U_{cun} = E_c - I_{cn}(R_c + R_u). \quad (6.24)$$

Принцип вибору режиму спокою зводиться до виконання співвідношень:

$$U_{cun} > U_{m,вux} + \Delta U_{cu}; \quad (6.25)$$

$$I_{cn} > I_{m,вux}. \quad (6.26)$$

Струм стоку I_{cn} , а відповідно й напруга стік-виток U_{cun} визначаються напругою затвор-виток транзистора U_{zun} , відповідною до точки спокою T_0 , яка знаходиться на лінії навантаження за постійним струмом T_1T_2 (рис. 6.11). Для точки T_1 : $I_c = 0$, $U_{cu} = E_c$; для точки T_2 : $U_{cu} = 0$, $I_c = E_c / (R_c + R_u)$.

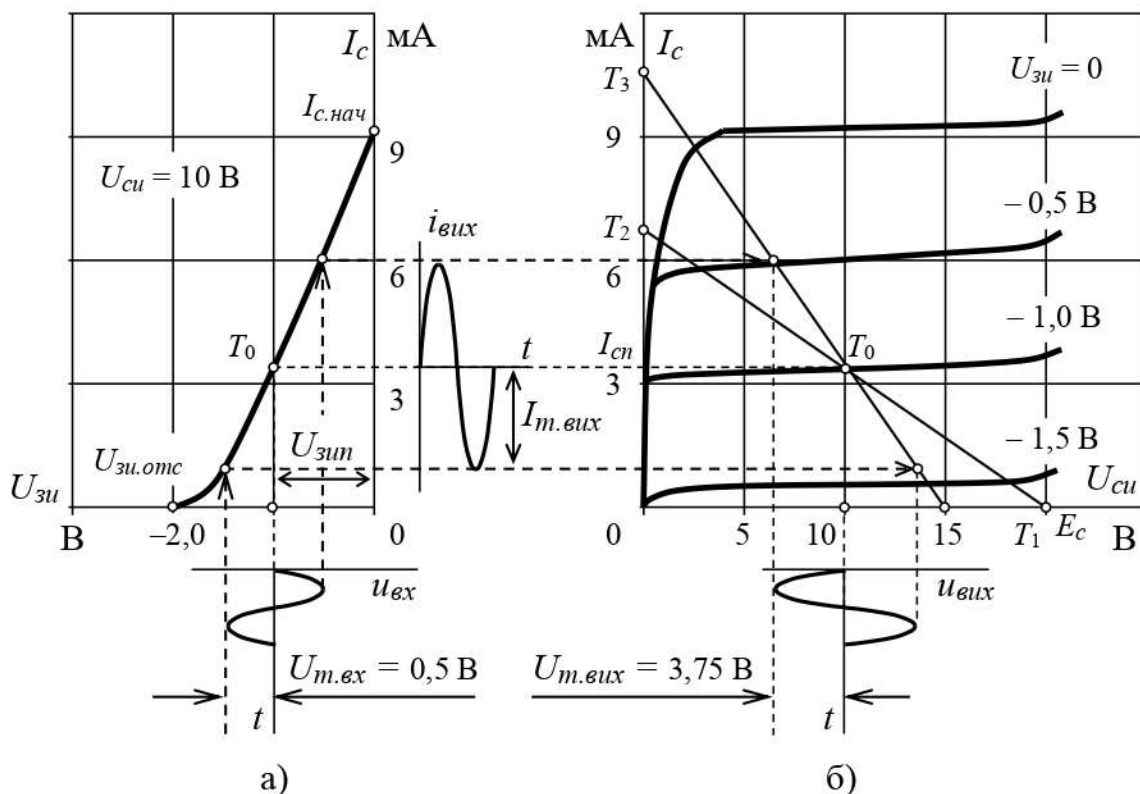


Рис. 6.11. Графічно-аналітичний розрахунок підсилювача на польовому транзисторі з керуючим p - n переходом і загальним витоком

Лінія навантаження за змінним струмом T_0T_3 визначається опором

$$R_{H\sim} = \frac{R_c \cdot R_u}{R_c + R_u}. \quad (6.27)$$

Опір резистора R_u

$$R_u = \frac{U_{zun}}{I_{cn}}. \quad (6.28)$$

Резистор R_3 зрівнює потенціали затвора й нижнього виводу резистора R_u . Таким чином, між затвором і витоком падає напруга U_{zun} , яка знімається з резистора R_u . При цьому менший потенціал знаходиться на затворі, а більший – на витоку. Опір резистора R_3 звичайно дорівнює 1...2 МОм – такий опір не шунтує джерело сигналу.

Величину напруги U_{Run} визначають з виразу

$$E_c = U_{cun} + U_{Run} + I_{cn} R_c, \quad (6.29)$$

і узгоджують близько до значення $U_{Run} = (0,1 \dots 0,3)E_c$.

Ємність конденсатора C_u

$$C_u = \frac{(10 \dots 20)}{2\pi f_{\min} \cdot R_u}, \quad (6.30)$$

де f_{\min} – найменша частота посилюваного сигналу, Гц.

При подачі на вхід підсилювача змінної напруги u_{ex} з'являється змінна складова струму стоку i_c (рис. 6.11). Зміна цього струму приводить до зміни напруги U_{cu} між стоком і витком. Її змінна складова u_c , рівна за величиною й протилежна за фазою падінню напруги на резисторі R_c , є вихідною напругою

$$u_c = u_{eux} = -R_c i_c. \quad (6.31)$$

6.4.2 Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з індукованим каналом

Призначення більшості елементів схеми підсилювального каскаду (рис. 6.12) аналогічно призначенню елементів схеми (рис. 6.10). Дільник напруги $R_1 R_2$ призначений для завдання необхідної напруги спокою $U_{зун}$

$$U_{зун} = I_{cn} R_u - I_{\partial} R_2, \quad (6.32)$$

де I_{∂} – струм дільника, мА.

$$I_{\partial} = \frac{E_c}{R_1 + R_2}. \quad (6.33)$$

Дільник $R_1 R_2$ повинен мати досить високий опір, щоб не знижувати вхідний опір підсилювача й не шунтувати джерело вхідного сигналу за змінним струмом.

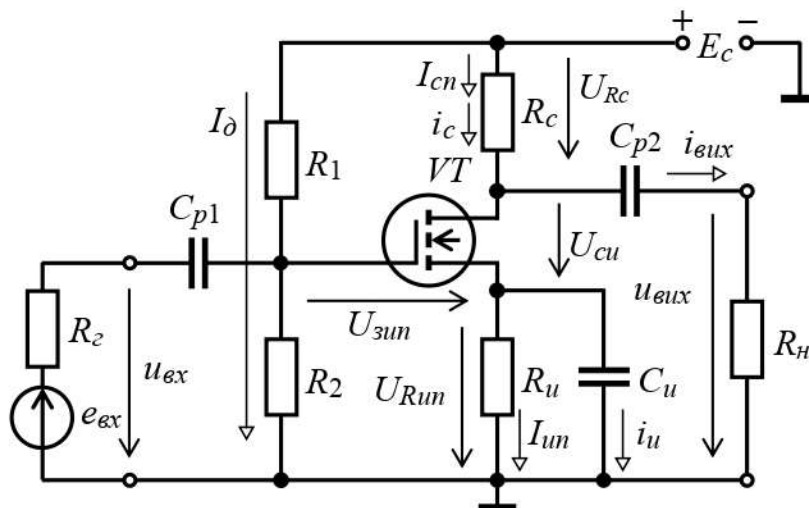


Рис. 6.12. Схема підсилювача на польовому транзисторі з індукованим каналом і загальним витком

Розрахунки елементів кола зсуву можна зробити за наступними формулами:

$$R_u \leq \frac{(0,1...0,3)E_c}{I_{cn}}; \quad (6.34)$$

$$R_c = \frac{(0,7...0,9)E_c - U_{cun}}{I_{cn}}; \quad (6.35)$$

$$R_2 = \frac{U_{zun} + R_u I_{cn}}{I_\partial}; \quad (6.36)$$

$$R_1 = \frac{E_c}{I_\partial} - R_2; \quad (6.37)$$

$$I_\partial = (0,01...0,1)I_{cn}. \quad (6.38)$$

6.4.3 Підсилювальний каскад на польовому МДН-транзисторі з вбудованим каналом

Польовий транзистор із вбудованим каналом може працювати як у режимі збагачення каналу носіями заряду, так і в режимі збідніння. Таким чином, у режимі спокою напруга на затворі транзистора може мати як позитивну, так і негативну полярність відносно витоку і навіть може дорівнювати нулю.

У випадку, коли $U_{zun} < 0$ схема забезпечення режиму спокою виконується аналогічно польовому транзистору з керуючим p - n переходом (рис. 6.10). Елементами, призначеними для створення напруги U_{zun} у режимі спокою, є тільки резистори R_u та R_3 .

У випадку, коли $U_{zun} > 0$ принцип завдання режиму спокою аналогічний польовому транзистору з індукованим каналом (рис. 6.12). Елементами, призначеними для створення напруги зсуву на затворі U_{zun} у режимі спокою, у цьому випадку є резистори R_1 і R_2 . Включення резистора R_1 при напрузі $U_{zun} \geq 0$ обов'язково.

6.5 Багатокаскадні підсилювачі

При посиленні малих сигналів може виявитися, що одного підсилювального каскаду недостатньо для одержання потрібного коефіцієнта підсилення. У цьому випадку застосовуються багатокаскадні підсилювачі, утворені шляхом послідовного з'єднання окремих каскадів (рис 6.13).

У багатокаскадних підсилювачах вихідний сигнал будь-якого каскаду служить вхідним сигналом наступного. Навантаженням попереднього каскаду є вхідний опір наступного каскаду.

Коефіцієнт підсилення багатокаскадного підсилювача дорівнює добутку

коефіцієнтів підсилення каскадів, які входять до його складу

$$k_u = k_{u1} \cdot k_{u2} \cdot \dots \cdot k_{un}. \quad (6.39)$$

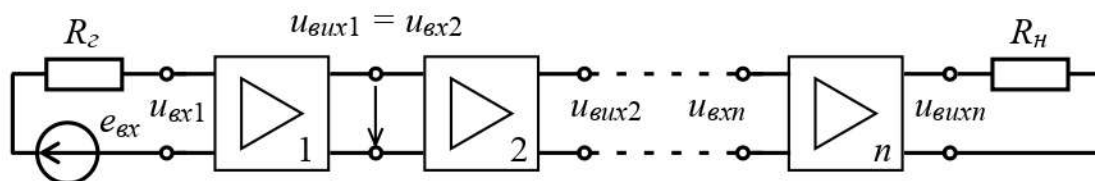


Рис. 6.13. Структурна схема багатокаскадного підсилювача

Зв'язок каскадів у багатокаскадному підсилювачі може здійснюватися за допомогою конденсатора, трансформатора, оптрона або безпосередньо. Відповідно до цього розрізняють підсилювачі з ємнісним, індуктивним, оптичним і безпосереднім зв'язком.

6.6 Зворотні зв'язки в підсилювачах

Зворотним зв'язком (ЗЗ) називають такий вплив вихідного кола схеми на її вхідне коло, при якому частина вихідного сигналу подається на вхід.

Залежно від того, у якому співвідношенні перебувають фази сигналу ЗЗ і вхідного (підсиленого) сигналу, розрізняють позитивний зворотний зв'язок (ПЗЗ), коли фази вхідної напруги $U_{вх}$ і напруга зворотного зв'язку $U_{оз}$ збігаються, і негативний (ВЗЗ), коли вони відрізняються друг від друга на 180° , тобто протифазні. У першому випадку результуюча напруга $U_1 = U_{вх} + U_{оз}$, а в другому випадку $U_1 = U_{вх} - U_{оз}$ (рис. 6.14).

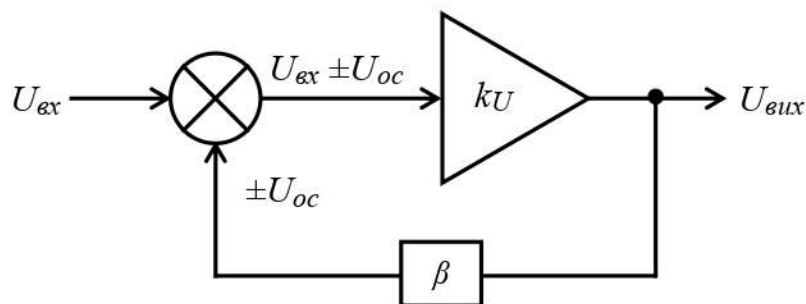


Рис. 6.14. Зворотний зв'язок

Залежно від того, як формується сигнал ЗЗ, розрізняють ЗЗ по напрузі або по струму. При ЗЗ по напрузі:

$$U_{оз} = \beta \cdot U_{вых}, \quad (6.40)$$

де β – коефіцієнт передачі кола ЗЗ.

Тобто напруга зворотного зв'язку пропорційна вихідній напрузі.

При зворотному зв'язку за струмом:

$$U_{oc} = \beta \cdot R_{oc} \cdot I_{бых} , \quad (6.41)$$

тобто напруга ЗЗ пропорційна струму в колі навантаження.

Напруга ЗЗ може подаватися на вхід підсилювача послідовно з напругою вхідного сигналу, або паралельно до нього. У першому випадку зворотний зв'язок називається послідовним (рис. 6.15, а), а в другому – паралельним (рис. 6.15, б).

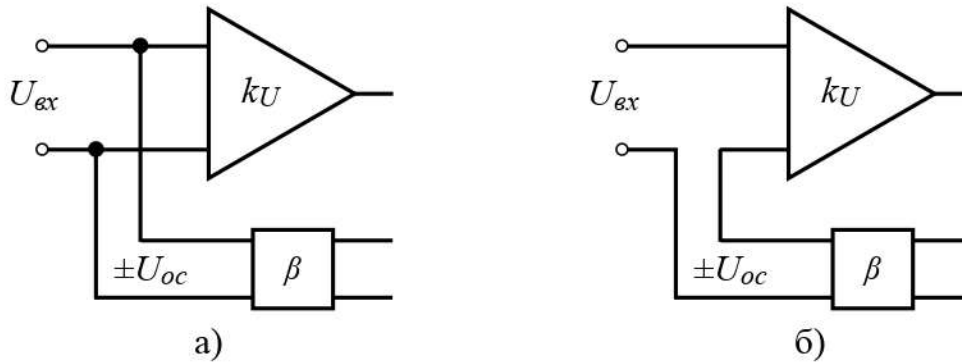


Рис. 6.15. Паралельний (а) і послідовний (б) спосіб подачі напруги зворотного зв'язку

Застосування ВЗЗ знижує коефіцієнт підсилення підсилювача в $(1 + \beta k_u)$ раз, у той час як ПЗЗ, навпаки – його підвищує.

Таким чином, ПЗЗ в електронних підсилювачах практично не застосовують, тому що значно погіршується стабільність коефіцієнта підсилення, виникають нелінійні викривлення й порушення стабільного роботи підсилювача. У підсилювачах широко використовується ВЗЗ по напрузі, у результаті чого:

- підвищується стабільність коефіцієнта підсилення підсилювача;
- знижується рівень нелінійних викривлень;
- збільшується вхідний й зменшується вихідний опір підсилювача.

6.7 Підсилювачі потужності

Підсилювачами потужності (УМ) називають вихідні (кінцеві) підсилювальні каскади, призначені для передачі в навантаження необхідної або гранично можливої потужності при заданому опорі навантаження. У більшості випадків опір навантаження УМ складає одиниці-десятки Ом.

Каскади посилення потужності можуть виконуватися на біполярних і польових транзисторах. По способу підключення навантаження підсилювальні каскади можуть бути трансформаторними й безтрансформаторними.

У підсилювачах потужності знайшли застосування три класи посилення: А, В, і АВ, що відрізняються положенням точки спокою на лінії навантаження за постійним струмом.

Режим класу *A* використовується в *однотактних* каскадах посилення потужності. Каскади посилення потужності класу *A* забезпечують найменші нелінійні викривлення вихідного сигналу, але мають мінімальний ККД. Вони знайшли застосування при потужності в навантаженні не більш декількох десятків мВт.

У режимі класу *B* підсилювач потужності виконують за *двотактною* схемою з використанням двох транзисторів. Кожний із транзисторів служить для посилення відповідної півхвилі вхідного сигналу. Вихідний каскад при цьому має більш високий ККД і застосовується на більш високі потужності ніж однотактний.

Режим класу *AB* дозволяє суттєво зменшити нелінійні викривлення вихідного сигналу, що сильно проявляються в режимі класу *B* внаслідок нелінійності початкової ділянки вхідної характеристики транзисторів.

6.7.1 Підсилювальний каскад із трансформаторним включенням навантаження

У випадку використання низькоомного навантаження застосовуються однотактні підсилювачі потужності, виконані за трансформаторною схемою (рис. 6.16).

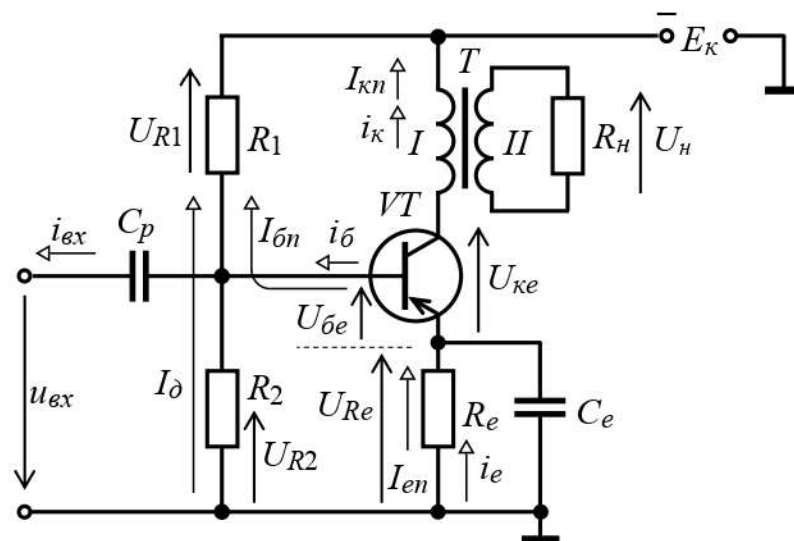


Рис. 6.16. Схема підсилювача потужності класу *A* з трансформаторним включенням навантаження

Трансформатор *T* погоджує низький опір навантажувального резистора R_H з вихідним колом транзистора *VT*. Резистори R_1 і R_2 забезпечують режим роботи за постійним струмом, елементи R_e , C_e – коло ВЗЗ.

Розрахунок каскаду проводиться графічно-аналітичним методом з використанням ліній навантаження за постійним і змінним струмом (п.п. 6.3.1). Вихідними даними при розрахунках є вихідна потужність P_H і опір навантаження R_H .

Опір навантаження каскаду за змінним струмом визначається опором R'_H , приведеним до витків первинної обмотки

$$R'_H = n^2 R_H, \quad (6.42)$$

де $n = w_1/w_2$ – коефіцієнт трансформації трансформатора.

Опір за постійним струмом у вихідному колі каскаду відносно малий – він визначається активним опором первинної обмотки трансформатора, внаслідок чого лінія навантаження каскаду за постійним струмом проводиться з точки E_K майже вертикально (рис. 6.17).

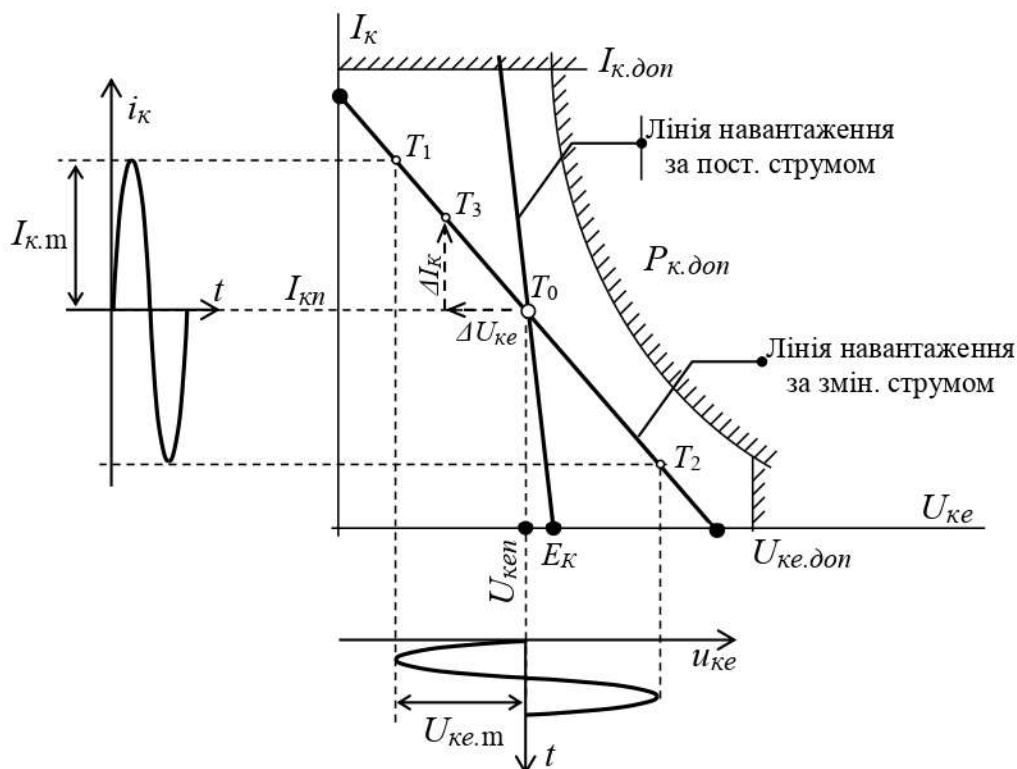


Рис. 6.17. Графічно-аналітичний розрахунок підсилювача потужності класу А з трансформаторним включенням навантаження

Вихідна потужність колекторного кола транзистора, що надходить у первинну обмотку трансформатора $P_{вих}$ і потужність, що віддається в навантаження P_H , зв'язані між собою співвідношенням

$$P_{вих} = \frac{P_H}{\eta_m}, \quad (6.43)$$

де η_m – ККД трансформатора, $\eta_m = 0,6 \dots 0,9$.

У випадку посилення синусоїдального сигналу вихідна потужність каскаду

$$P_{вих} = \frac{U_{ке.м} I_{к.м}}{2} = \frac{U_{ке.м}^2}{2R'_H} = \frac{U_{ке.м}^2}{2n^2 R_H}, \quad (6.44)$$

Після знаходження точки спокою транзистора через неї проводиться лінія навантаження за змінним струмом (T_1T_2) під кутом, обумовленим співвідношенням

$$\frac{\Delta U_{кэ}}{\Delta I_{к}} = R'_H. \quad (6.45)$$

При виборі типу транзистора його параметри повинні задовольняти наступним умовам:

$$I_{к.доп} > I_{кп} + I_{к.м}; \quad (6.46)$$

$$U_{кэ.доп} > U_{кэп} + U_{кэ.м} \approx 2E_{к}; \quad (6.47)$$

$$P_{к.доп} > P_{к} = U_{кэп} I_{кп}. \quad (6.48)$$

За знайденим значенням струму колектора спокою $I_{кп}$ визначається струм бази спокою $I_{бп}$, а потім розраховуються опори вхідного діляника R_1, R_2 :

$$R_2 = \frac{U_{бэп} + U_{эп}}{I_{\partial}}; \quad (6.49)$$

$$R_1 = \frac{E_{к} - (U_{бэп} + U_{эп})}{I_{\partial} + I_{бп}}. \quad (6.50)$$

6.7.2 Основні параметри підсилювачів потужності

Основними параметрами підсилювачів потужності є:

- вихідна потужність, що віддається підсилювачем у навантаження;
- коефіцієнт корисної дії;
- рівень нелінійних викривлень посиленого сигналу.

Ці параметри суттєво залежать від режиму роботи вихідного каскаду.

6.8 Операційні підсилювачі

6.8.1 Загальні відомості

Операційний підсилювач (ОП) – це підсилювач постійного струму з великим коефіцієнтом підсилення, охоплений колом ВЗЗ, що визначає основні якісні показники й характер виконуваних підсилювачем операцій.

Назва цих підсилювачів пов'язана із застосуванням головним чином для виконання різних операцій над аналоговими величинами (алгебраїчне додавання, вирахування, множення на постійний коефіцієнт, інтегрування, диференціювання, логарифмування й ін.).

Вони застосовуються в підсилювальній техніці, пристроях генерації сигналів синусоїдальної й імпульсної форми, у стабілізаторах напруги, активних фільтрах тощо.

Операційний підсилювач має *інтегральне* виконання (рис. 6.18) у вигляді мікросхеми (ІМС) і виконаний за складною схемою, до складу якої може входити декілька десятків транзисторів і інших елементів. У більшості випадків немає необхідності знати їх внутрішню структуру – досить знання їх основних характеристик і принципів роботи.

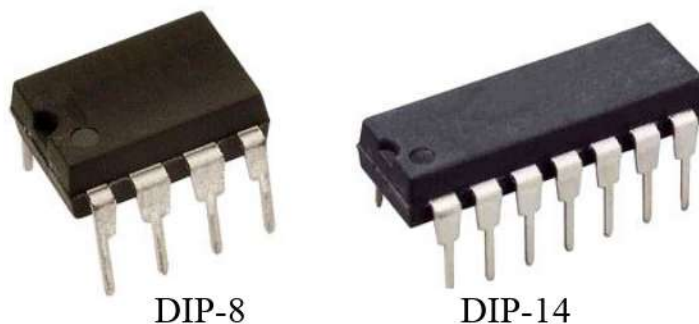


Рис. 6.18. Двохрядні пластикові корпуси сучасних ОП для вивідного монтажу (DIP)

Повна умовна позначка ОП (рис. 6.19, а) відповідно до ГОСТ 2.759-82 складається з трьох полів – основного (шириною не менш 10 мм) і двох додаткових (не менш 5 мм), розташованих по обидві сторони від основного. В основному полі вказується функція, яку виконує підсилювач (\triangleright) і його характеристики (∞). Призначення виводів позначається мітками в додаткових полях (+U, -U, \perp , FC, NC). Іноді мітки в спрощеному варіанті позначення ОП опускаються (наприклад, див. рис. 6.21). Літерне позначення ОП на принципових схемах – DA.

До прийняття ГОСТ 2.759-82 засновувалося умовне позначення ОП у виді рівностороннього трикутника, подібно позначенню, що використовується на закордонних схемах (рис. 6.19, б, в).

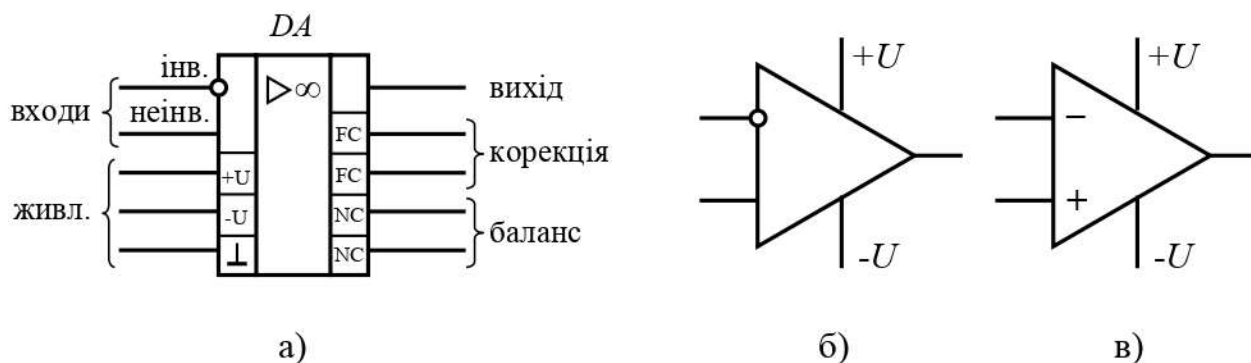


Рис. 6.19. Умовні позначення ОП

Один з входів підсилювача називається *інвертуючим*, інший – *неінвертуючим*. При подачі сигналу на *неінвертуючий* вход, приріст вихідного сигналу співпадає за знаком (фазою) з приростом. Якщо ж сигнал поданий на *інвертуючий* вхід, то збільшення вихідного сигналу має зворотний знак

(протилежний за фазою) у порівнянні зі збільшенням вхідного сигналу. *Інвертуючий* вхід часто використовують для введення в ОП зовнішніх ВЗЗ.

Живлення ОП здійснюється від двох джерел $+U_1$ і $-U_2$ з однаковою напругою, що утворюють двополюсне живлення. Джерела живлення мають загальну точку \perp .

Виводи РС призначені для корекції АЧХ підсилювача – до них підключається коригувальне RC-коло. Для установки вихідної напруги ОП в нуль при відсутності вхідних напруг призначені виводи NC – до них підключають потенціометр.

ОП є *диференціальним* підсилювачем постійного струму із двома входами, тобто вихідна напруга пропорційна різниці (*difference* – різниця, англ.) напруг між його входами:

$$U_0 = U_{\text{ex1}} - U_{\text{ex2}}. \quad (6.51)$$

Термін «постійного струму» означає, що ОП підсилює сигнал частотою від 0 Гц. Верхня частота посилюваних сигналів залежить від багатьох факторів – частотних характеристик транзисторів, що входять в ОП, коефіцієнта підсилення тощо.

ОП має дуже великий вхідний опір – десятки-сотні МОм, тобто ОП практично не впливає на джерело вхідного сигналу. Тому можна вважати, що **вхідний струм ОП відсутній – це перше правило аналізу схем з ОП.**

Деякі з основних параметрів операційних підсилювачів:

- коефіцієнт підсилення напруги $k_U = \frac{\Delta U_{\text{вих}}}{\Delta U_{\text{вх}}}$ (\sim від 100 до 100000);
- вхідний опір $R_{\text{вх}}$;
- максимальна вхідна диференціальна напруга $U_{\text{вх.д}}$;
- вихідний опір $R_{\text{вих}}$;
- максимальна вихідна напруга $U_{\text{вих.мах}}$;
- максимальний вихідний струм $I_{\text{вих.мах}}$;
- максимальний споживаний струм $I_{\text{ПОТРмах}}$;
- напруга живлення $U_{1(2)}$ ($U_{1(2)} = \pm 3 \dots \pm 15$ В);
- споживана потужність $P_{\text{потр}}$;
- частота зрізу $f_{\text{ср}}$;
- гранична частота $f_{\text{вп}}$;
- смуга пропускання.

Основні характеристики ОП наведені на рис. 6.20.

Кожна з передатних характеристик (рис. 6.20, а) складається з горизонтальних і похилого ділянок. Горизонтальні ділянки відповідають режиму насичення підсилювача. При зміні напруги вхідного сигналу на цих ділянках вихідна напруга підсилювача залишається без зміни й визначається напругами $U_{\text{вих.мах}}^+$, $U_{\text{вих.мах}}^-$, які близькі до напруги джерел живлення:

$$|U_{вих.max}^+| = |U_{вих.max}^-| \approx (0,9 \dots 0,95)U_{1(2)}. \quad (6.52)$$

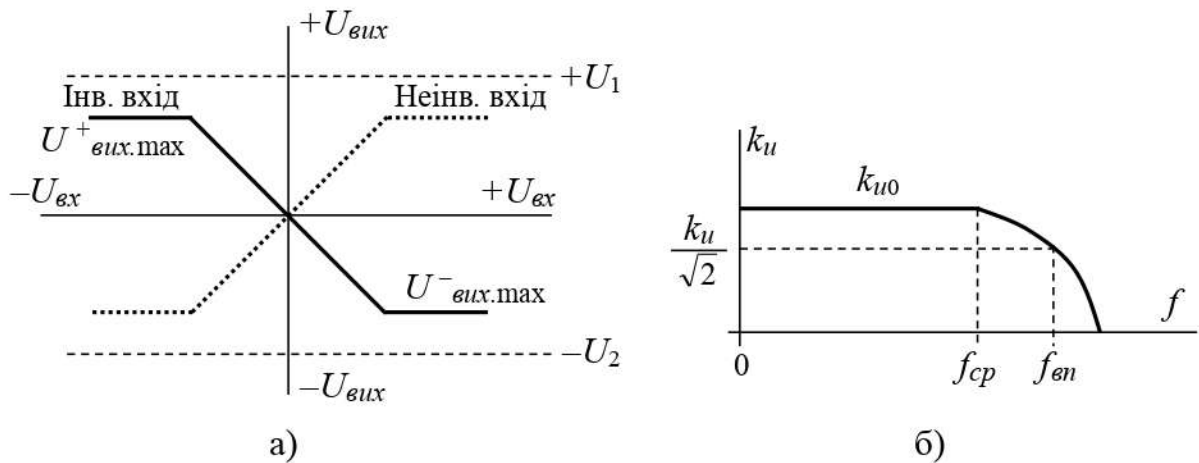


Рис.6.20. Характеристики ОП: а) передатні $U_{вих.max} = f(U_{вх.max})$; б) амплітудно-частотні $k_U = f(f)$

Похилій (лінійній) ділянці відповідає пропорційна залежність вихідної напруги від вхідної. Кут нахилу ділянки визначається коефіцієнтом підсилення k_U операційного підсилювача.

6.8.2 Основні схеми включення ОП

Існує два основних варіанти включення операційного підсилювача: *інвертуючий* і *неінвертуючий*. Розглянемо докладніше кожне з них.

Схема **інвертуючого підсилювача** на основі ОП наведена на рис. 6.21. У цій схемі вхідний сигнал подається на інвертуючий вхід ОП. Вихідна напруга $U_{вих}$ інвертована (протифазна) відносно вхідної напруги $U_{вх}$.

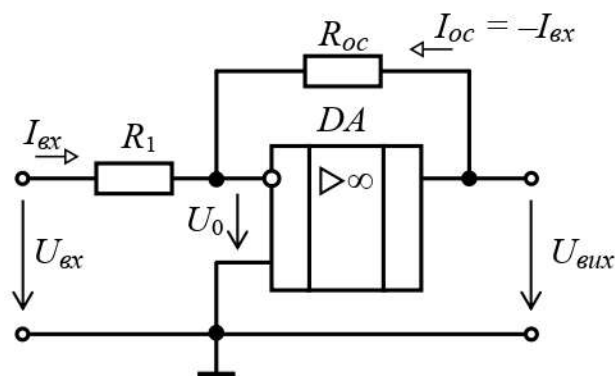


Рис. 6.21. Схема інвертуючого підсилювача на основі ОП

Вхідний опір інвертуючого підсилювача дорівнює опорі резистора R_1 . Резистор R_{oc} забезпечує негативний зворотний зв'язок (ВЗЗ) у підсилювачі.

Наявність ВЗЗ приводить до того, що **різниця потенціалів між входами завжди дорівнює нулю, тобто $U_0 = 0$ – це друге правило аналізу схем з ОП.** При відсутності зворотного зв'язку або наявності ПЗЗ це правило не діє.

Т.к. на підставі першого правила вхідний струм ОП відсутній, струми I_{ex} і I_{oc} рівні, але протилежні один одному:

$$I_{ex} = -I_{oc}, \quad (6.53)$$

або

$$\frac{U_{ex}}{R_1} = -\frac{U_{вых}}{R_{oc}}. \quad (6.54)$$

Отже, коефіцієнт підсилення за напругою інвертуючого підсилювача з ВЗЗ визначається параметрами тільки пасивної частини схеми

$$k_U = \frac{U_{вых}}{U_{ex}} = -\frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (6.55)$$

Якщо $R_{oc} = R_1$, то $k_U = -1$ і підсилювач стає інвертуючим повторювачем напруги, у якого $U_{вых} = -U_{ex}$.

У реальних схемах вхідний опір резистора R_1 складає 10-100 кОм, щоб при заданому коефіцієнті підсилення опір резистора R_{oc} не виявився занадто великим.

Неінвертуючий підсилювач (рис. 6.22) містить послідовну ВЗЗ за напругою (резистор R_{oc}), подану на інвертуючий вхід; вхідний сигнал подається на неінвертуючий вхід.

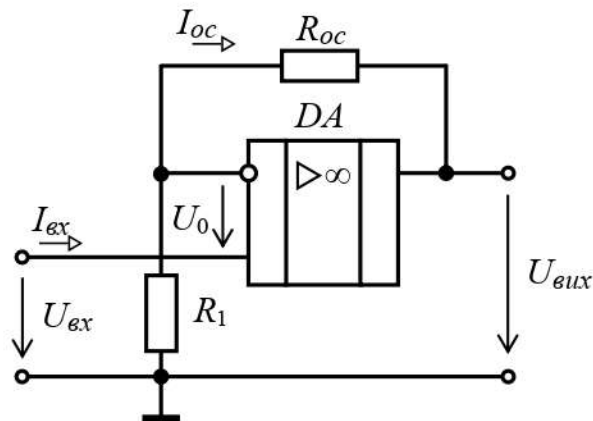


Рис. 6.22. Схема неінвертуючого підсилювача на основі ОП

Т.к. напруга $U_0 = 0$, отже, потенціали інверсного й неінверсного входів однакові. Таким чином, падіння напруги на резисторі R_1 дорівнює вхідній напрузі U_{ex} , яка подається на неінверсний вхід і дорівнює

$$U_{R1} = U_{ex} = R_1 I_{oc} = R_1 \frac{U_{вых}}{R_1 + R_{oc}} = U_{вых} \frac{R_1}{R_1 + R_{oc}}, \quad (6.56)$$

звідки коефіцієнт підсилення,

$$k_U = \frac{U_{\text{вих}}}{U_{\text{вх}}} = \frac{R_1 + R_{oc}}{R_1} = 1 + \frac{R_{oc}}{R_1}. \quad (6.57)$$

З рівнянь (6.55) і (6.57), видно, що при тих же номіналах R_{oc} і R_1 коефіцієнт підсилення k_U неінвертуючого підсилювача більше на одиницю.

Неінвертуючий повторювач (буфер) (рис. 6.23) є окремим випадком використання неінвертуючого підсилювача, коефіцієнт посилення якого рівний $k_U = 1$.

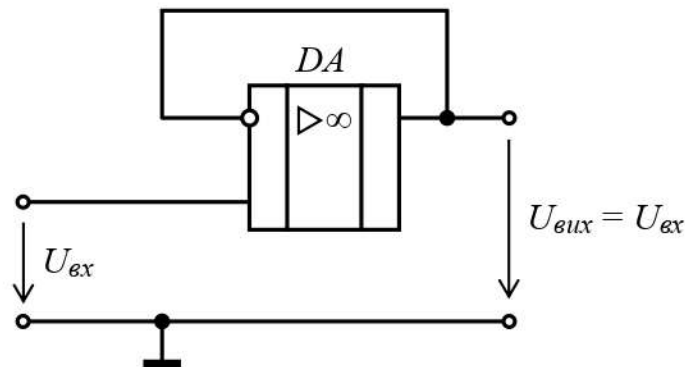


Рис. 6.23. Схема неінвертуючого повторювача

На перший погляд може здатися, що подібне включення ОП не має практичного вмісту, однак це не так. Згідно з першим правилом вхідний струм ОП відсутній, тобто вхідний опір ОП дуже великий – десятки-сотні МОм, у той час як вихідний опір – низький і становить частки Ом. Отже, таке включення дозволяє погодити опори джерела сигналу й навантаження, при цьому навантаження практично не впливає на роботу джерела.

6.8.3 Схеми включення ОП для виконання математичних операцій

Диференціальний підсилювач (рис. 6.24) містить ВЗЗ (резистор R_{oc}), подану на інвертуючий вхід; вхідні напруги присутні на обох входах ОП.

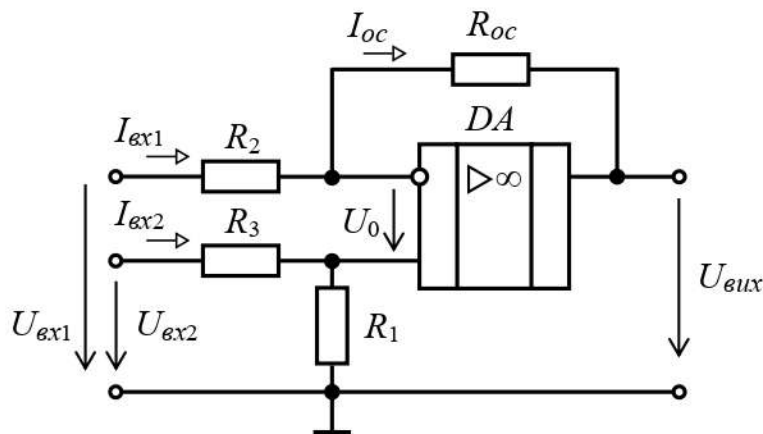


Рис. 6.24. Схема диференціального підсилювача на основі ОП

На вихід підсилювача надходить тільки різниця сигналів – це дозволяє підсилювати слабкі сигнали на тлі перешкод, яка однаково діє на обидва входи.

Вихідна напруга підсилювача

$$U_{\text{вих}} = k_U (U_{\text{вх1}} - U_{\text{вх2}}). \quad (6.58)$$

Робота диференціального підсилювача можлива при виконанні умови

$$k_U = \frac{R_{oc}}{R_2} = \frac{R_1}{R_3}, \quad (6.59)$$

з допуском на опори $\pm 1\%$.

Підсумовуючий підсилювач (суматор), схема якого наведена на рис. 6.25, виконаний за схемою інвертуючого підсилювача з паралельними гілками на вході, кількість яких дорівнює кількості сигналів, призначених для додавання. Напруга на виході такої схеми

$$U_{\text{вих}} = - \left(\frac{R_{oc}}{R_1} U_{\text{вх1}} + \frac{R_{oc}}{R_2} U_{\text{вх2}} + \frac{R_{oc}}{R_3} U_{\text{вх3}} \right). \quad (6.60)$$

Якщо $R_{oc} = R_1 = R_2 = R_3$, то $U_{\text{вих}} = - (U_1 + U_2 + U_3)$.

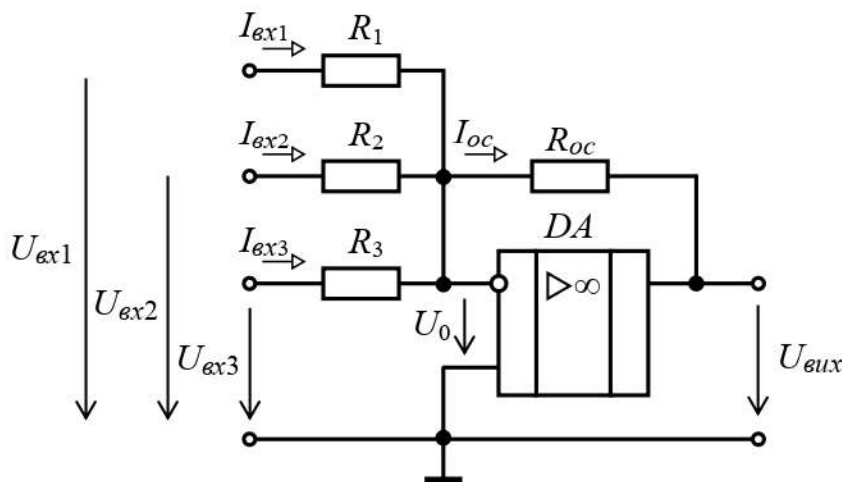


Рис. 6.25. Схема інвертуючого суматора на основі ОП

У **диференціюючому підсилювачі** (рис. 6.26) ОП включений за схемою інвертуючого підсилювача з ВЗЗ, виконаним на резисторі R . Конденсатор C і резистор R для вхідного сигналу є диференціюючим колом.

Вихідна напруга диференціюючого підсилювача

$$U_{\text{вих}} = RC \frac{dU_{\text{вх}}}{dt}. \quad (6.61)$$

де RC – постійна часу кола, с.

У **інтегруючому підсилювачі** (рис. 6.27) роль ВЗЗ виконує конденсатор C . Резистор R і конденсатор C для вхідного сигналу є інтегруючим колом.

Вихідна напруга пропорційна інтегралу вхідної напруги

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} \int U_{\text{вх}} dt . \quad (6.62)$$

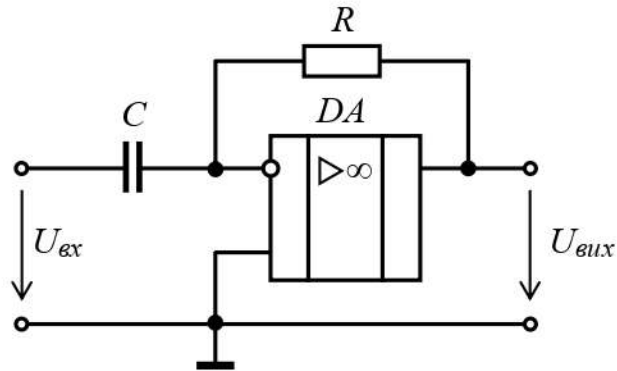


Рис. 6.26. Схема диференціюючого підсилювача на основі ОП

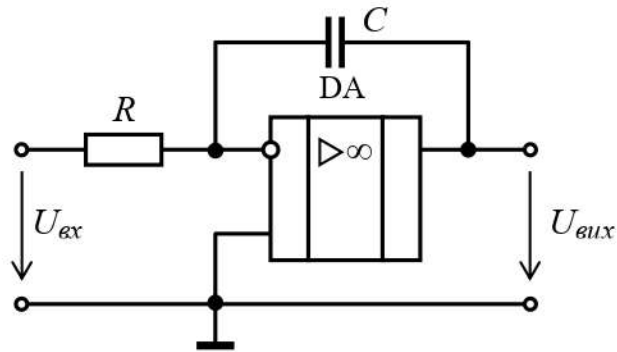


Рис. 6.27. Схема інтегруючого підсилювача на основі ОП

Якщо вхідна напруга незмінна за величиною $U_{\text{вх}} = U$, то вихідна напруга буде пропорційна тривалості часу інтегрування t

$$U_{\text{вых}} = \frac{1}{RC} Ut . \quad (6.63)$$

На базі ОП також можуть бути отримані схеми, що виконують такі математичні операції як логарифмування, множення, розподіл, добування кореня й зведення в ступінь.

7 ГЕНЕРАТОРИ СИНУСОЇДАЛЬНИХ КОЛИВАНЬ

7.1 Загальні відомості про генератори

Генератором називають електронний пристрій, що формує змінну напругу необхідної форми і є перетворювачем електричної енергії джерела постійного струму в енергію електричних коливань заданої частоти.

За формою вихідних коливань генератори можна розділити на дві основні групи: генератори імпульсів і генератори гармонійних (синусоїдальних) коливань.

Імпульсні генератори залежно від форми вихідної напруги ділять на генератори напруги прямокутної форми, напруги експонентної форми, напруги пилоподібної форми, що лінійно змінюється напруги й ін.

Генератори синусоїдальних коливань за видом використовуваного частотно-вибіркового кола підрозділяють на *LC*-генератори, *RC*-генератори й кварцові генератори.

Залежно від частоти генератори підрозділяються на низькочастотні (від 10 Гц до 100 кГц), високочастотні (від 100 кГц до 100 МГц) і надвисокочастотні (понад 100 МГц). Звичайно для одержання коливань високої частоти застосовують *LC*-генератори й генератори із кварцовою стабілізацією частоти, а в якості низькочастотних – *RC*-генератори.

7.2 Структурна схема генератора синусоїдальних коливань

Основою будь-якого автогенератора електричних коливань є підсилювач, охоплений колом *позитивного зворотного зв'язку* (ПЗЗ), при цьому частина вихідної напруги через ланцюг ПЗЗ (рис. 7.1) надходить на вхід підсилювача у фазі з вхідною напругою, тобто

$$\dot{U}_{oc} = \dot{U}_{ex} . \quad (7.1)$$

Тому що

$$\dot{U}_{ex} = \frac{\dot{U}_{вых}}{k_U}; \dot{U}_{oc} = \beta \dot{U}_{вых} , \quad (7.2)$$

$$\text{де } \beta \dot{U}_{вых} = \frac{\dot{U}_{вых}}{k_U} , \quad (7.3)$$

$$\text{звідки } k_U \beta = 1 . \quad (7.4)$$

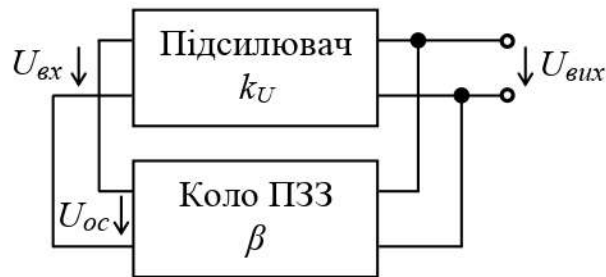


Рис. 7.1. Структурна схема генератора синусоїдальних коливань

Умова (7.4) є умовою виникнення в генераторі незатухаючих електричних коливань. У свою чергу ця умова підрозділяється на умову балансу амплітуд

$$k_U \beta = 1 \quad (7.5)$$

і на умову балансу фаз

$$\varphi_U + \varphi_\beta = 2\pi n, \quad (7.6)$$

де $n = 0, 1, 2, 3, \dots$

7.3 LC-генератор

LC-генератор призначений для генерування сигналів високої частоти. У якості ланцюга ПЗЗ LC-генератори містять резонансний LC-контур, що складається з паралельно включених котушки й конденсатора, параметри яких визначають *резонансну частоту* коливань вихідної напруги

$$f_0 = \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (7.7)$$

Схема одного з варіантів LC-генератора з трансформаторним зворотним зв'язком наведена на рис. 7.2.

Підсилювальний каскад виконаний на біполярному транзисторі VT за схемою із 3Е. Елементи R_1, R_2, R_e, C_e призначені для завдання режиму спокою й температурної стабілізації. Вихідний сигнал знімається з колектора транзистора VT через розділовий конденсатор C_{p2} . У колі колектора включений LC-контур L_1C_1 , параметри якого задають частоту коливань. Котушка L_2 являє собою коло ПЗЗ – за рахунок індуктивного зв'язку частина вихідної напруги з неї надходить до бази транзистора.

Як відомо, у підсилювальному каскаді із 3Е вихідна напруга протифазна до вхідної. Тому для забезпечення умови балансу фаз (7.6) коло ПЗЗ повинне здійснювати поворот на 180° фазу вхідного сигналу. Необхідне фазування напруги ЗЗ досягається відповідним підключенням виводів вторинної обмотки.

Напруга зворотного зв'язку U_{oc} менше вихідної напруги $U_{вих}$, тому що відношення чисел витків первинної й вторинної обмотки $w_1 / w_2 > 1$. Для забезпечення умови балансу амплітуд необхідно, щоб виконувалася умова

$$h_{21э} \geq \sqrt{\frac{L_1}{L_2}} = \frac{w_1}{w_2}, \quad (7.8)$$

де $h_{21э}$ – коефіцієнт підсилення транзистора за струмом.

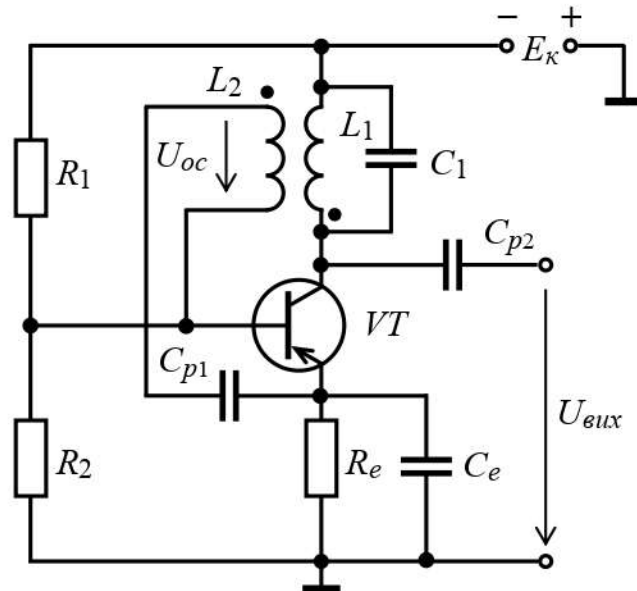


Рис. 7.2. Схема LC -генератора з трансформаторним зворотним зв'язком

Сигнал зворотного зв'язку можна зняти безпосередньо з коливального контуру. Це досягається завдяки секціонуванню індуктивної або ємнісної гілок коливального контуру. У схемах таких генераторів коливальний контур має три точки з'єднання з підсилювачем, у зв'язку із чим їх називають *треточковими*. Залежно від місця включення реактивних елементів розрізняють індуктивну або ємнісну треточкову схеми.

7.4 RC -генератор

Для отримання гармонійних коливань низької частоти застосовують генератори, у яких частотно-залежні кола ЗЗ складаються з резисторів і конденсаторів. Застосування LC -кіл на низьких частотах недоцільно через великі габарити котушок індуктивності. Найбільш частіше в RC -генераторах застосовуються міст Віна й подвійний Т-подібний міст.

Схема моста Віна і його характеристики наведені на рис. 7.3, а. Частота генерації схеми дорівнює *квазірезонансній частоті* частотно-залежного кола

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{2\pi RC}, \quad (7.9)$$

де $R_1 = R_2 = R$ і $C_1 = C_2 = C$.

На частоті f_0 коефіцієнт передачі кола зворотного зв'язка β має максимальне значення, а зсув фаз φ між вхідною й вихідною напругою дорівнює нулю.

Схема подвійного Т-подібного моста наведена на рис.7.3, б.

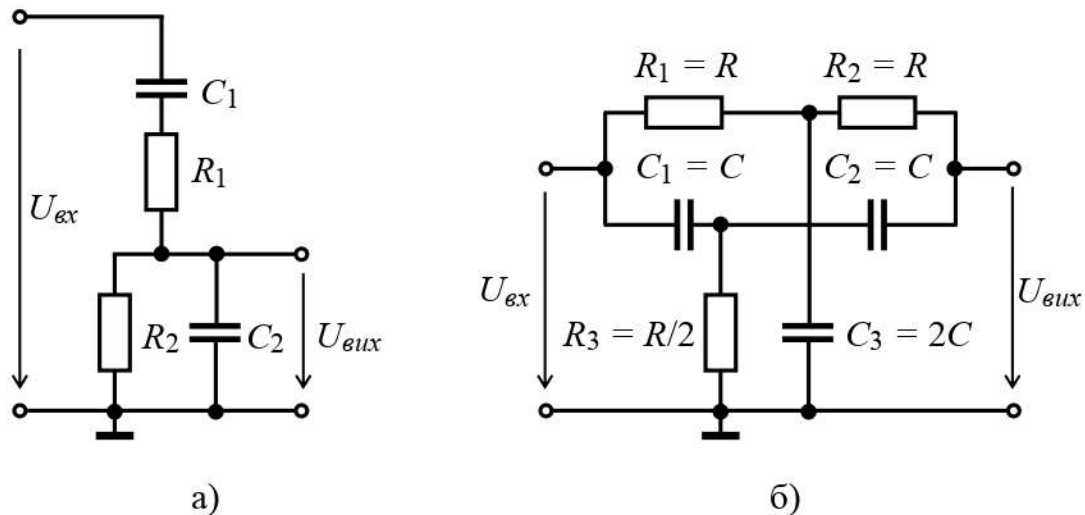


Рис. 7.3. Частото-залежні кола RC -генераторів:
а) міст Віна; б) подвійний Т-подібний міст

На квазірезонансній частоті f_0 коефіцієнт передачі подвійного симетричного Т-подібного моста дорівнює нулю ($\beta = 0$), фазовий зсув на цій частоті також дорівнює нулю ($\varphi = 0$). Зазначені властивості проявляються при певних співвідношеннях між параметрами схеми:

$$R_1 = R_2 = R, R_3 = R/2; C_1 = C_2 = C, C_3 = 2C.$$

Частота квазірезонанса Т-подібного моста визначається вираженням

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC}. \quad (7.10)$$

Т.к. на частоті f_0 коефіцієнт передачі дорівнює нулю, подвійний Т-подібний міст необхідно включати в підсилювачі як коло ВЗЗ. Наприклад, в RC -генераторі на операційному підсилювачі міст підключений до інвертуючого входу (рис.7.4). За допомогою дільника R_1R_2 створюється необхідна ПЗЗ.

У схем RC -генератора з мостом Віна на операційному підсилювачі (рис. 7.5) коло ПЗЗ включене між виходом і неінвертуючим входом. Резистори R_3 і R_4 забезпечують необхідний коефіцієнт підсилення. Самозбудження генератора можливо при $k_U > 3$.

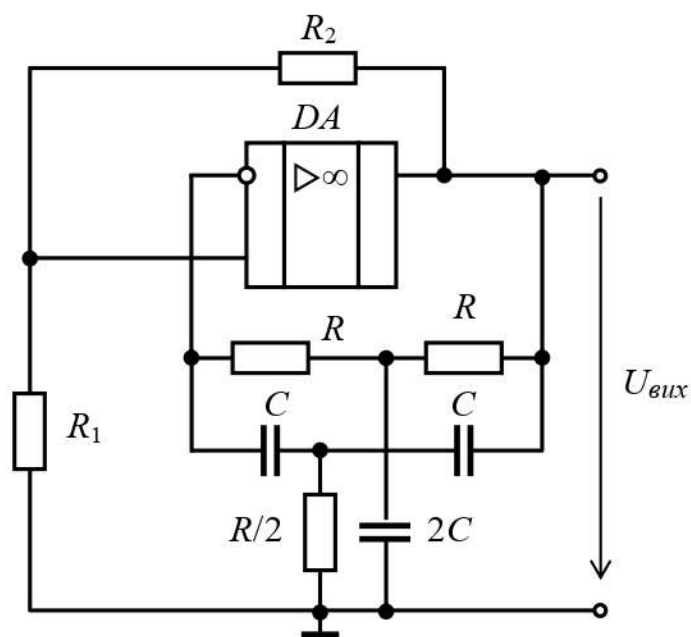


Рис. 7.4. Схема RC -генератора на ОП з подвійним Т-подібним мостом

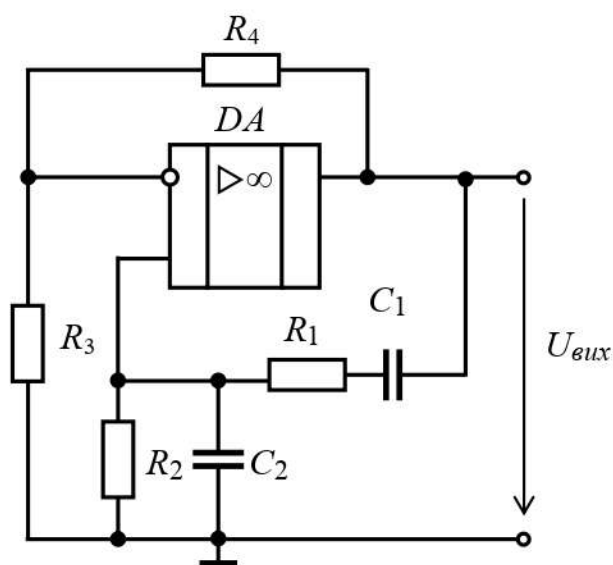


Рис. 7.5. Схема RC -генератора на ОП з мостом Віна

7.5 Кварцовий генератор

Основною характеристикою роботи автогенераторів є стабільність частоти коливань. Зміна частоти коливань обумовлена нестабільністю напруги живлення, а також зовнішніми факторами (температурою, тиском і т.д.).

Для зменшення нестабільності частоти застосовують параметричну й кварцову стабілізацію. Параметрична стабілізація базується на добірї елементів схеми, які мало чутливі до змін дестабілізуючих факторів. Більшу стабільність має кварцова стабілізація частоти із застосуванням кварцових резонаторів.

В основі принципу дії *кварцового резонатора* (рис. 7.6) лежить властивість кварцу перетворювати електричну напругу, прикладену до його граней у механічні коливання. Частота коливань кварцового резонатора є величиною постійної, що робить його ідеальним для застосування в генераторах.

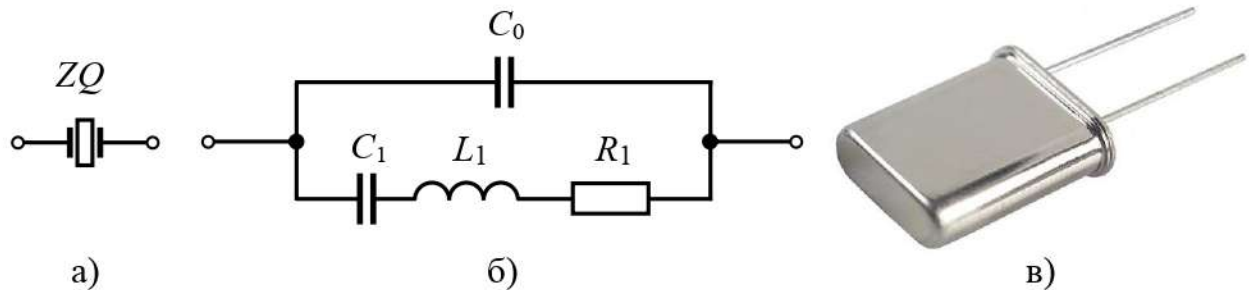


Рис. 7.6. Кварцовий резонатор: а) умовне позначення; б) еквівалентна схема; в) зовнішній вид

У якості активного елемента у кварцових генераторах можуть бути використані польові (рис. 7.7, а) або біполярні (рис. 7.7, б) транзистори, операційні підсилювачі, логічні елементи, тригери та ін. Кварцовий резонатор включається як ланка ПЗЗ, а активний елемент забезпечує необхідне посилення коливань, що генеруються.

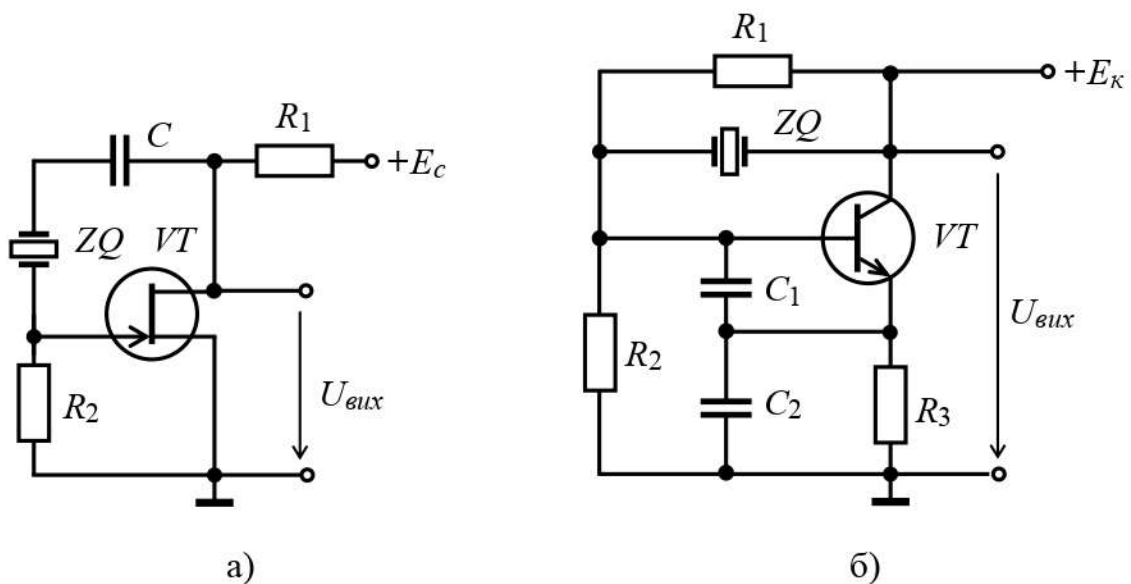


Рис. 7.7. Схема кварцового генератора: а) на польовому транзисторі (генератор Пірса); б) на біполярному транзисторі

8 ІМПУЛЬСНІ ПРИСТРОЇ

8.1 Види й параметри імпульсних сигналів

У радіоелектроніці застосовуються сигнали двох видів: аналогові й дискретні (рис. 8.1). *Аналогові* сигнали мають безперервний характер і в заданому діапазоні рівнів можуть приймати будь-які значення напруг і струмів. *Дискретні* сигнали мають переривчастий характер, як за часом, так і за рівнем.

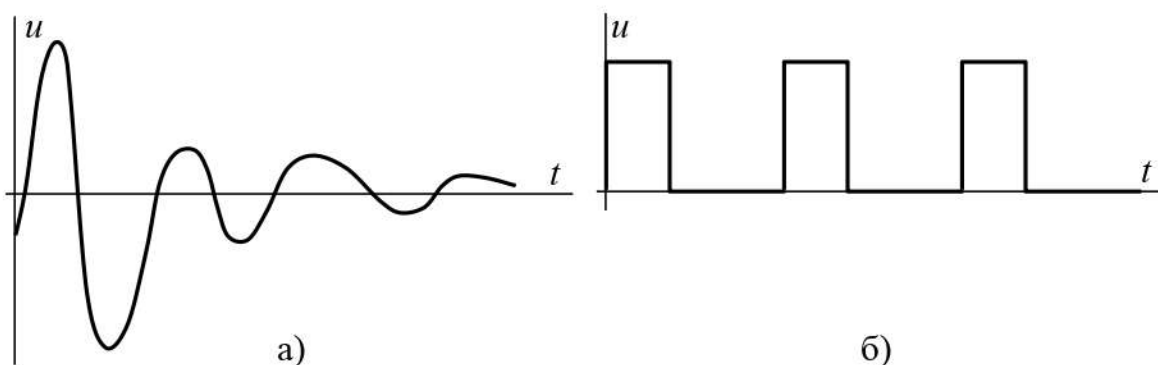


Рис. 8.1. Вид сигналу: а) аналоговий; б) дискретний

Пристрою, що використовують дискретні сигнали працюють в *імпульсному* режимі, при якому чергуються робочі моменти й паузи. Під *електричним імпульсом* розуміють короточасну зміну струму й (або) напруги, яка може відбуватися за різними законами, що визначає форму імпульсів (рис. 8.2).

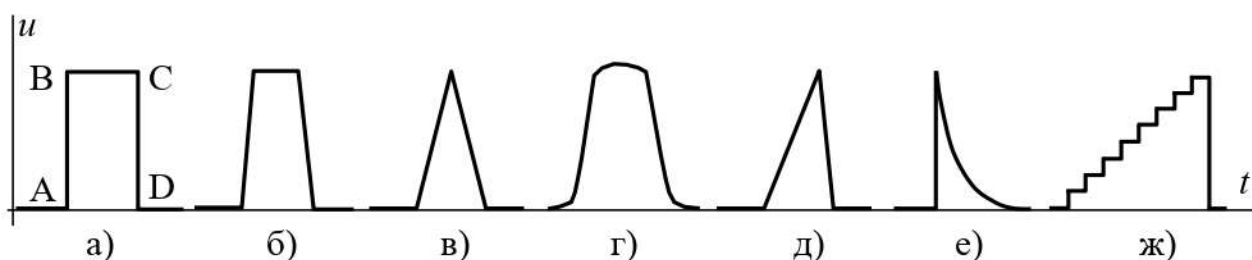


Рис. 8.2. Форма ідеалізованих імпульсних сигналів: а) прямокутний; б) трапецеїдальний; в) трикутний; г) дзвіноподібний; д) пилоподібний; е) експоненціальний; ж) ступеневий

Прийнято розрізняти наступні ділянки імпульсу (рис. 8.2, а): *фронт* (AB), *вершина* (BC), *зріз* (CD), *основа* (AD). Фронт відповідає швидкому наростанню сигналу до максимального значення; вершина – порівняно повільній зміні сигналу протягом деякого проміжку часу; зріз – швидкому убутанню імпульсу.

Реальний прямокутний імпульс відрізняється від ідеалізованого внаслідок перехідних процесів, що відбуваються в ланцюгах. Параметрами імпульсу (рис. 8.3) є:

- амплітуда імпульсу U_m , тобто найбільша напруга імпульсного сигналу;
- тривалість імпульсу t_i , що характеризує тривалість імпульсу в часі. Її вимірюють на рівні, що відповідає половині амплітуди. При відносно малій тривалості двох крайніх ділянок імпульсу, тривалість t_i визначають за його основою;
- тривалість фронту t_f і тривалість зрізу імпульсу t_c , характеризують відповідно час наростання й спаду імпульсу;
- спад вершини імпульсу ΔU відображає зменшення напруги на плоскій частині імпульсу.

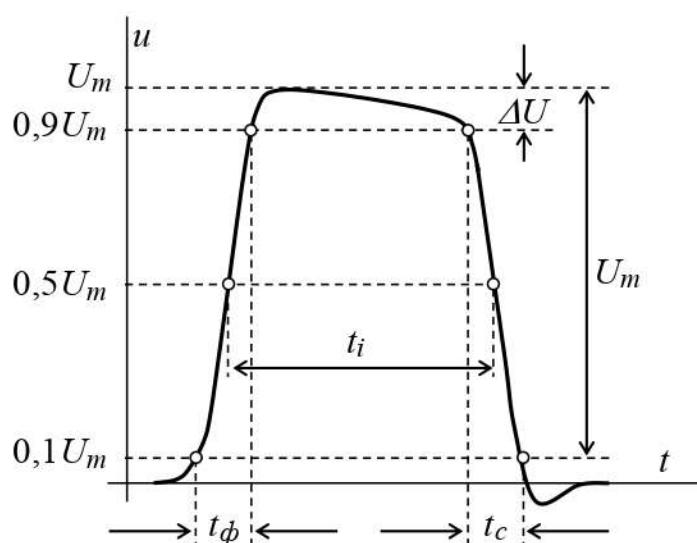


Рис. 8.3. Форма реального прямокутного імпульсу і його параметри

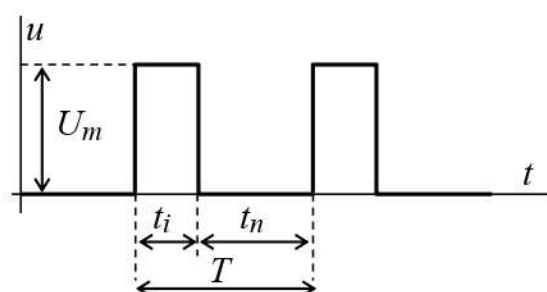


Рис. 8.4. Періодична послідовність імпульсів прямокутної форми

Параметрами послідовності імпульсів (рис. 8.4) є:

- період повторення імпульсів T , інтервал часу між відповідними точками (наприклад, між початками) двох сусідніх імпульсів;
- частота повторення імпульсів f , величина, зворотна періоду повторення $f = 1/T$;
- пауза t_n , інтервал часу між закінченням одного й початком наступного імпульсу: $t_n = T - t_i$;
- коефіцієнт заповнення γ , відношення тривалості імпульсів до періоду їх проходження: $\gamma = t_i / T$;
- шпаруватість імпульсів q , величина зворотна коефіцієнту заповнення: $q = T / t_i = 1 / \gamma$.

Шпаруватість визначає відношення пікової потужності імпульсу до його середньої потужності. Зміна шпаруватості періодичної послідовності імпульсів дозволяє регулювати середню величину напруги, що подається на навантаження.

В імпульсній схемотехніці часто використовується періодичний сигнал прямокутної форми із шпаруватістю, що дорівнює двом – *меандр*, у цьому випадку тривалість імпульсу дорівнює тривалості паузи.

8.2 Ключовий режим роботи біполярного транзистора

Одним з основних елементів імпульсної техніки є *транзисторний ключ*. Головне призначення транзистора, що працює в ключовому режимі, полягає в замиканні (режим насичення) і розмиканні (режим відсічення) кола живлення навантаження. Побудова ключової схеми подібна підсилювальному каскаду.

Ключова схема на біполярному транзисторі типу *p-n-p* наведена на рис. 8.5, а. Транзистор *VT* виконує функцію ключа в послідовному з резистором R_K і джерелом живлення E_K колі. Для аналізу ключової схеми скористаємося лінією навантаження за постійним струмом (пряма T_1T_2 , рис. 8.5, б). Точки перетинання лінії навантаження з ВАХ транзистора визначають напругу на елементах і струм у послідовному колі.

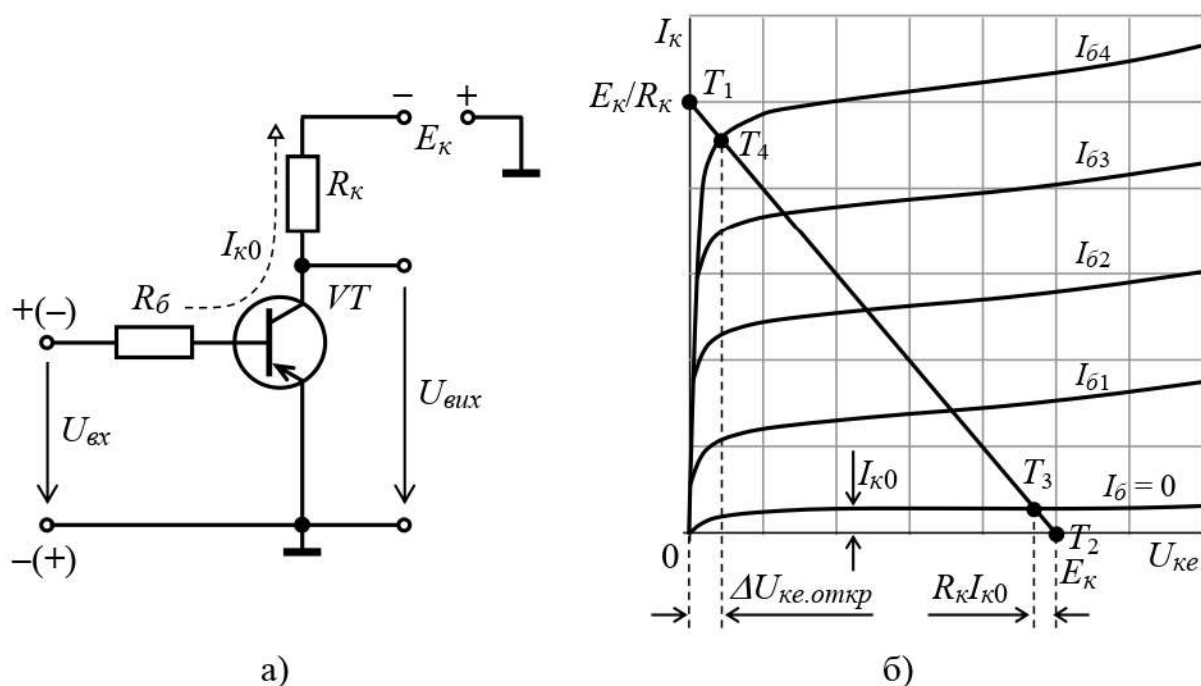


Рис. 8.5. Ключова схема на транзисторі: а) принципова схема; б) графічне визначення режимів відкритого і закритого стану транзистора

Режим відсічення досягається подачею на вхід транзистора напруги позитивної полярності ($U_{ex} > 0$). При цьому емітерний перехід транзистора закривається ($U_{be} > 0$) і його струм $I_e = 0$. Разом з тим через резистор R_b протікає незначний зворотний струм колекторного переходу I_{k0} . Режиму закритого стану транзистора відповідає точка T_3 (рис. 8.5, б).

Протікання через навантаження струму I_{k0} пов'язане з тим, що транзистор

у закритому стані не забезпечує повного відключення резистора R_K від джерела живлення. Малий струм I_{K0} є одним із критеріїв вибору транзистора для ключового режиму роботи.

Вихідна напруга практично дорівнює напрузі живлення

$$U_{вих} = E_K - R_{\delta} I_{K0} \approx E_K. \quad (8.1)$$

Величину замикаючої вхідної напруги вибирають із умови

$$U_{вх.зан} = U_{\delta e} + R_{\delta} I_{K0} > 0. \quad (8.2)$$

Переключення транзистора у відкритий стан досягається зміною полярності вхідної напруги ($U_{вх} < 0$) і відповідним струмом бази. Відкритий стан транзистора характеризує точка T_4 на лінії навантаження. Через транзистор VT і резистор R_K тече струм

$$I_K = \frac{E_K - \Delta U_{ке.откр}}{R_K}, \quad (8.3)$$

де $\Delta U_{ке.откр}$ – падіння напруги на транзисторі у відкритому стані, В.

Напруга $\Delta U_{ке.откр}$ є одним з основних параметрів імпульсного режиму роботи транзистора й повинна бути мінімальною. Залежно від типу транзистора $\Delta U_{ке.откр} = (0,05 \dots 1)$ В. Через відносну малу залишкову напругу в порівнянні з E_K розрахунок струму I_K відкритого транзистора проводиться по формулі

$$I_K = \frac{E_K}{R_K}. \quad (8.4)$$

Пропорційна залежність між струмами I_K і I_{δ} зберігається до деякого граничного значення струму бази $I_{\delta.зр}$

$$I_{\delta.зр} = \frac{E_K}{\beta R_K}. \quad (8.5)$$

Таким чином, точка T_4 (рис. 8.5, б) є точкою перетину лінії навантаження з початковою ділянкою колекторної характеристики транзистора при $I_{\delta} = I_{\delta.зр}$. При подальшому збільшенні струму бази ($I_{\delta} > I_{\delta.зр}$) напруга $\Delta U_{ке.откр}$ залишається практично незмінною.

Режим роботи відкритого транзистора при $I_{\delta} > I_{\delta.зр}$ називають насиченим, а відношення

$$S = \frac{I_{\delta}}{I_{\delta.зр}} \quad (8.6)$$

– коефіцієнтом насичення транзистора. Для надійного відкриття транзистора цей коефіцієнт повинен бути в межах $S = 1,5 \dots 3$.

Струм бази транзистора в режимі насичення

$$I_{\delta} = \frac{U_{\text{ex}} - U_{\delta e}}{R_{\delta}} = S \frac{I_{\kappa}}{\beta}. \quad (8.7)$$

8.3 Формування імпульсів RC -колами

В імпульсній техніці для формування сигналів різної форми широко застосовуються RC -кола, що складаються з резистора R і конденсатора C . RC -коло, включене таким чином, що вихідна напруга знімається з резистора, називають *диференціюючим*. Якщо вихідна напруга знімається з конденсатора, його називають *інтегруючим*.

8.3.1 Що диференціює RC -коло

Диференціююче коло служить для формування коротких різнополярних імпульсів напруги заданої форми. Схема ланцюга й епюри напруг наведені на рис. 8.6.

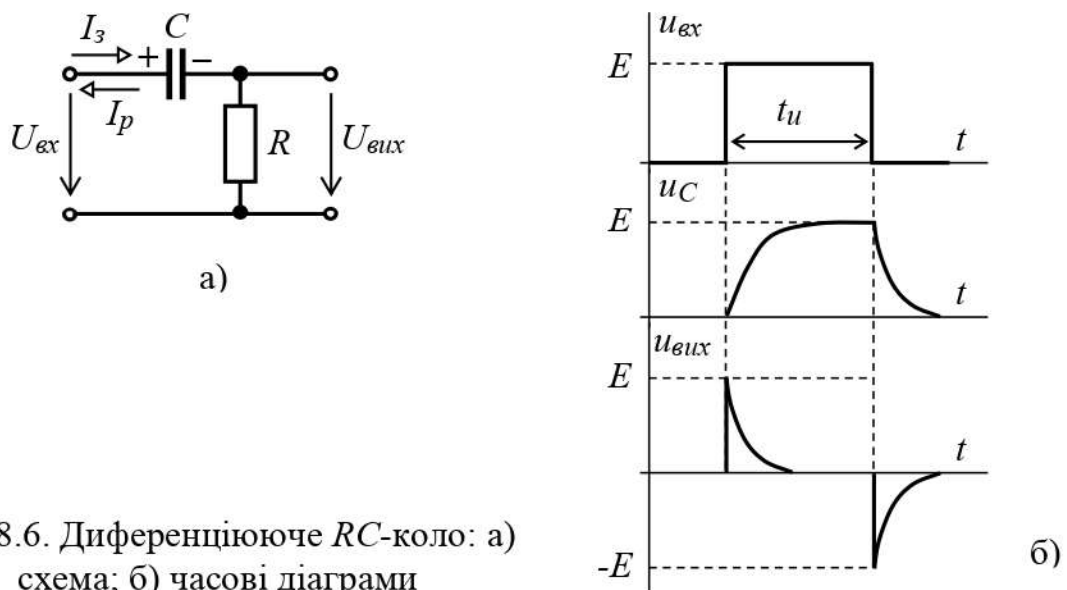


Рис. 8.6. Диференціююче RC -коло: а) схема; б) часові діаграми

Напруга на виході такого кола визначається рівнянням

$$u_{\text{vux}}(t) = \tau \frac{du_{\text{ex}}}{dt}, \quad (8.8)$$

де $\tau = RC$ – постійна часу електричного кола, с.

З появою вхідного прямокутного імпульсу $u_{\text{ex}} = E$ напруга на конденсаторі $u_C = 0$, а напруга на резисторі $u_C = u_{\text{ex}} = E$. У колі починає протікати струм, який заряджає конденсатор до величини вхідної напруги, при цьому напруга на виході буде зменшуватися до нуля. Після закінчення вхідного імпульсу конденсатор розряджається через резистор R , при цьому полярність напруги на виході схеми протилежна полярності вхідного імпульсу.

Таким чином, при диференціюванні однополюсного імпульсу на виході кола утворюються двополюсні короткі імпульси.

8.3.2 Інтегруюче RC-коло

Інтегруюче коло (рис.8.7) призначене для отримання вихідної напруги пропорційно до інтегралу вхідної напруги, подовження імпульсів і в загальному випадку описується рівнянням

$$u_{\text{вих}}(t) = \frac{1}{\tau} \int_0^t u_{\text{вх}}(t) dt. \quad (8.9)$$

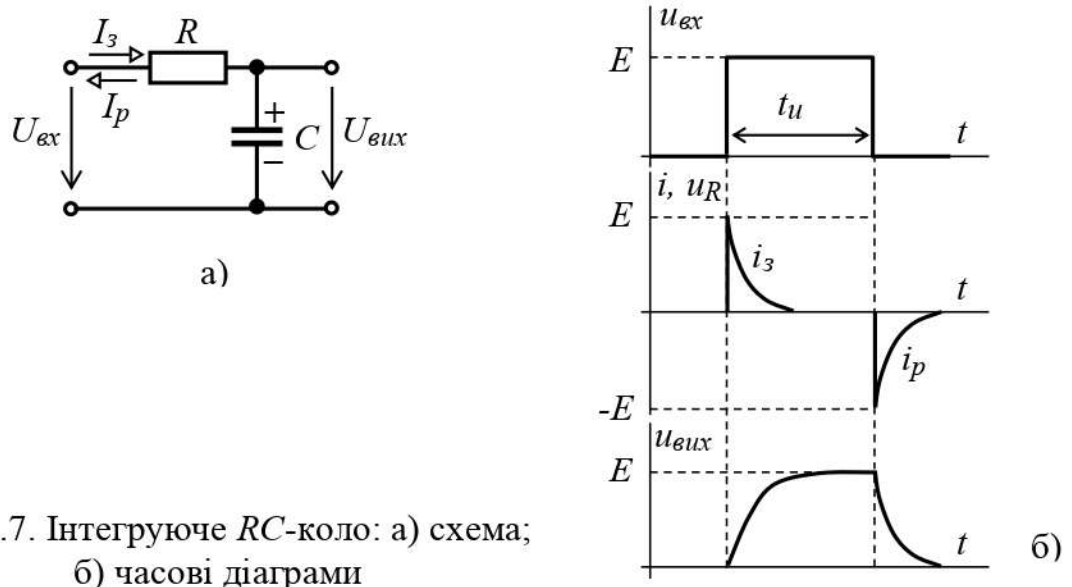


Рис. 8.7. Інтегруюче RC-коло: а) схема;
б) часові діаграми

З появою вхідного прямокутного імпульсу $u_{\text{вх}} = E$ напруга на конденсаторі $u_C = 0$, а струм заряду i_z дорівнює максимальному значенню. При протіканні зарядного струму через конденсатор напруга на ньому збільшується за експонентним законом і через час $t = 3\tau$ досягає значення E .

Після закінчення вхідного імпульсу починається розряд конденсатора, у результаті якого напруга на конденсаторі за експонентою спадає до нуля.

Таким чином, відбувається збільшення тривалості фронту, зрізу й самого імпульсу.

8.4 Логічні елементи

Логічні елементи являють собою електронні схеми, що випускаються в інтегральному виконанні у вигляді мікросхем і відтворюють логічні функції з величинами, які можуть приймати тільки два значення: логічну одиницю «1» і логічний нуль «0».

Логічній «1» відповідає висока напруга, а логічному «0» – низька напруга, яка «прив'язана» до рівня напруги живлення. Елементи, виконані на

базі біполярних транзисторів мають напругу живлення $U_{ж} = 5$ В. Напруга високого рівня для них становить $U^1 \geq 2,4$ В, низького рівня – $U^0 \leq 0,4$ В. Елементи на базі МДН-транзисторів мають напругу живлення $U_{ж} = 9 \dots 15$ В, для них напруга високого рівня становить $U^1 \geq 0,7 U_{ж}$, низького рівня – $U^0 \leq 0,3 U_{ж}$.

За допомогою логічних «1» і «0» утворена двійкова система числення, яка завдяки своїй простоті використовується в цифрових схемах. Дані в цій системі представляються двійковими числами – *бітами*. 1 біт дорівнює логічній «1» або логічному «0». 8 біт утворюють один *байт*.

Кожне значення дискретного сигналу можна представити числом, тобто *закодувати* й одержати *код сигналу*. Замість перетворення або передачі конкретних сигналів ці операції в пристроях цифрової техніки можуть бути виконані над їхніми кодами.

Математичним апаратом для опису логічних операцій служить алгебра логіки (булева алгебра), яка вивчає зв'язок між величинами, що мають тільки два («0», «1») значення.

8.4.1 Основні логічні перетворення імпульсних сигналів

Основними логічними операціями є:

- логічне заперечення НІ (інверсія);
- логічне додавання АБО (диз'юнкція);
- логічне множення І (кон'юнкція).

На основі цих простих логічних операцій можуть будуватися й більш складні: операція заперечення логічного додавання АБО-НІ, операція заперечення логічного множення І-НІ й ін.

8.4.2 Типи логічних елементів

Операція заперечення (інверсії) реалізується логічним елементом НІ (NOT). Умовне позначення логічного елемента НІ, його таблиця істинності й часові діаграми наведені на рис. 8.8.

Таблиця істинності показує вихідний стан елемента для будь-яких можливих станів входів. Загальне число можливих комбінацій N у таблиці істинності визначається виразом:

$$N = 2^n, \quad (8.10)$$

де n – загальне число входних змінних.

Так, для елемента НІ число можливих комбінацій дорівнює двом: $N = 2^1$. Сигналу $X = 0$ на вході відповідає $Y = 1$ на виході й, навпаки, при $X = 1$ $Y = 0$ (рис. 8.8, в).

Логічні елементи, що реалізують операцію додавання, називають елементами АБО (OR). Умовне позначення логічного елемента АБО, що має два входи, його таблиця істинності й часові діаграми наведені на рис. 8.9.

Вихідний сигнал Y елемента АБО дорівнює одиниці, якщо хоча б на один із входів поданий сигнал «1».

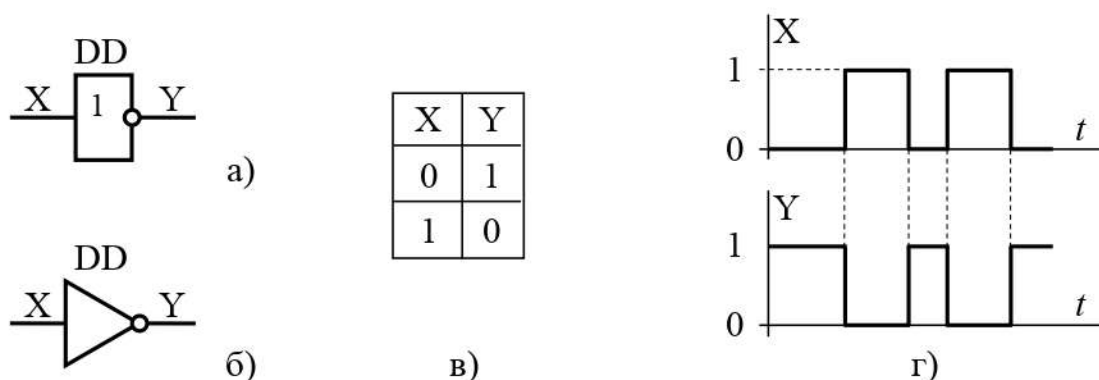


Рис. 8.8. Логічний елемент НІ: а) умовне графічне позначення ГОСТ; б) умовне графічне позначення ANSI; в) таблиця істинності; г) часові діаграми

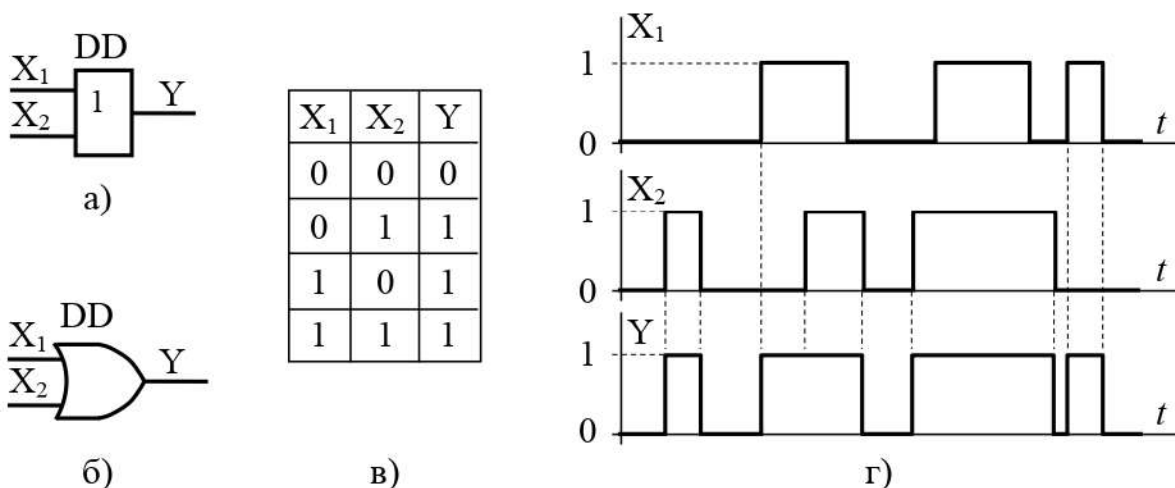
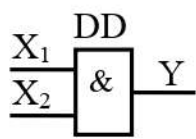


Рис. 8.9. Логічний елемент АБО: а) умовне графічне позначення ГОСТ; б) умовне графічне позначення ANSI; в) таблиця істинності; г) часові діаграми

Логічний елемент, що реалізує операцію множення, називають елементом И (AND). Умовна позначка логічного елемента И, що має два входи, його таблиця істинності й тимчасові діаграми наведені на рис. 8.10. Логічний елемент И може мати й більша кількість входів. Вихідний сигнал Y елемента И дорівнює одиниці, якщо одночасно на всі входи поданий сигнал логічної «1».

Логічні елементи НЕ, АБО, И – це базові елементи, використовуючи які, можна одержати елементи АБО-НЕ (рис. 8.11), И-НЕ (рис. 8.12).

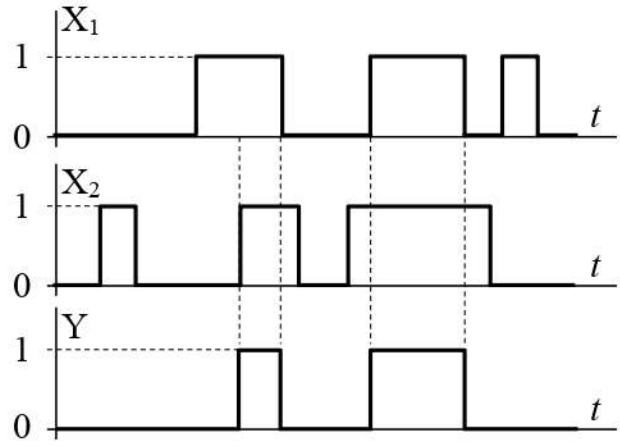
Крім наведених існують логічні елементи, що виконують більш складні логічні перетворення, наприклад, И-АБО, НЕ-АБО, И-АБО-НЕ, що виключає АБО, що виключає АБО-НЕ.



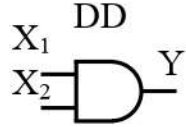
а)

X ₁	X ₂	Y
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

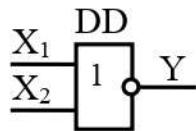
в)



г)



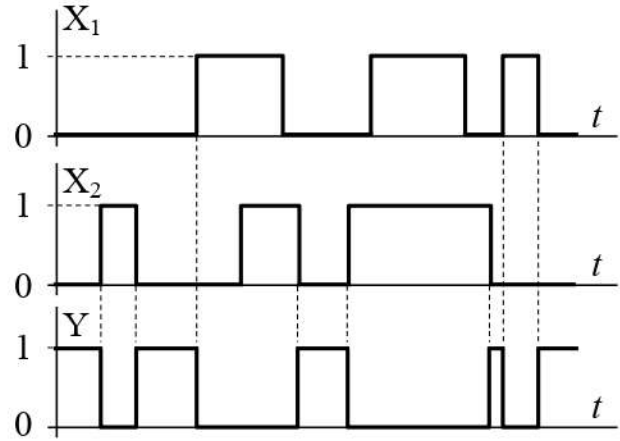
б)



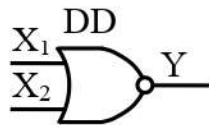
а)

X ₁	X ₂	Y
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

в)

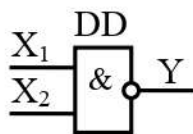


г)



б)

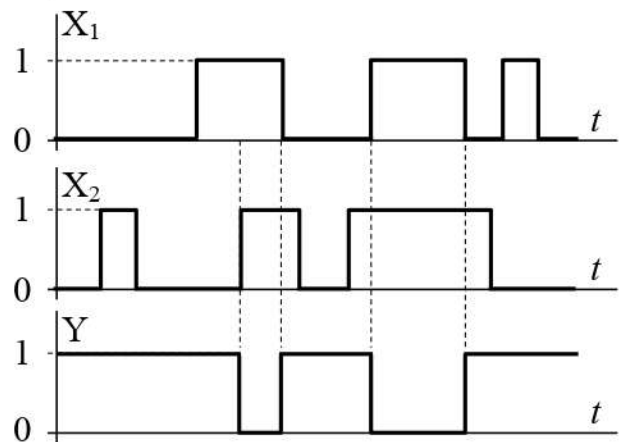
Рис. 8.11. Логічний елемент АБО-НІ: а) умовне графічне позначення ГОСТ; б) умовне графічне позначення ANSI; в) таблиця істинності; г) часові діаграми



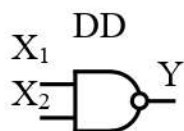
а)

X ₁	X ₂	Y
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

в)



г)



б)

Рис. 8.12. Логічний елемент І-НІ: а) умовне графічне позначення ГОСТ; б) умовне графічне позначення ANSI; в) таблиця істинності; г) часові діаграми

Число входів у логічних елементах може бути різним, але всі входи рівнозначні. Деякі з них можуть при роботі в конкретних пристроях не використовуватися. Невикористовувані входи в елементах І, І-НІ з'єднують до $+U_{nut}$, а в елементах АБО, АБО-НІ – до загального провідника.

8.4.3 Основні параметри логічних елементів

До основних параметрів логічних елементів відносяться:

- напруга живлення, В;
- споживана потужність, мВт;
- час затримки поширення, нс – параметр, що характеризує швидкодію логічного елемента;
- коефіцієнт об'єднання по входу $k_{об}$ – визначає число входів, по яких реалізується логічна функція;
- коефіцієнт розгалуження по виходу $k_{раз}$ – визначає навантажувальну здатність елемента й дорівнює числу одиничних навантажень, які можна одночасно підключити до виходу логічного елемента (звичайно не більш 10).

8.4.4 Область застосування

Логічні елементи застосовуються в пристроях цифрової обробки й перетворення інформації – обчислювальних машинах, цифрових вимірювальних приладах, пристроях автоматики. Логічні елементи можуть використовуватися як самостійно, так і бути частиною більш складної схеми.

Логічні елементи можуть застосовуватися в якості керуючої логіки якого-небудь пристрою, у якості генератора прямокутних імпульсів. У комбінаційних схемах логічні елементи використовуються в складі інтегральних мікросхем (дешифратори, шифратори). Також, логічні елементи можуть входити до складу схем з пам'яттю (тригери, регістри, лічильники і т.д.), виконаних у вигляді окремої мікросхеми або в складі інших мікросхем.

8.5 Тригери

8.5.1 Класифікація тригерів

Тригером називають пристрій, що має два стани стійкої рівноваги й здатний стрибком переходити з одного стану в інший під впливом зовнішнього керуючого сигналу (англ. *trigger* – спусковий гачок, засувка).

Перехід тригера з одного стійкого стану в інший відбувається при впливі керуючого сигналу й супроводжується стрибкоподібною зміною струмів і напруг.

Тригери можуть виконуватися на основі дискретних логічних елементів, або бути завершеними функціональними елементами у вигляді інтегральних мікросхем.

За функціональною ознакою розрізняють тригери наступних типів: RS , D , T , JK і ін. Призначення входів тригерів приводиться в табл. 8.1.

Таблиця 8.1 – Функціональне призначення входів тригерів

Позначення	Призначення
Інформаційні входи	
S	Вхід для роздільної установки тригера в стан 1
R	Вхід для роздільної установки тригера в стан 0
J	Вхід для установки в стан 1 JK - тригера
K	Вхід для установки в стан 0 JK - тригера
T	Рахунковий вхід тригера
D	Вхід для установки тригера в стан 0 або 1
Керуючі входи	
V	Підготовчий вхід для дозволу приймання інформації
C	Підготовчий вхід для здійснення приймання інформації. Вхід синхронізації.

За способом керування тригери розділяють на *асинхронні* й *тактовані* (синхронні). В асинхронних тригерах перемикання з одного стану в інший здійснюється безпосередньо з поданням сигналу на інформаційний вхід. У тактованих тригерах крім інформаційних входів є вхід, на який подаються *тактові імпульси* (синхроімпульси). Їх перемикання відбувається тільки при наявності дозволяючого, тактового імпульсу.

8.5.2 Асинхронний RS -тригер

Асинхронний RS -тригер (рис. 8.13, а), як і тригер будь-якого іншого типу, характеризується двома станами: логічної “1” і логічного “0”. Стану логічної “1” відповідає $Q = 1$, $\overline{Q} = 0$ (тригер установлений); стану логічного “0”: $Q = 0$, $\overline{Q} = 1$ (тригер скинутий).

По інформаційному входу S проводиться установка тригера в стан логічної “1”, а по інформаційному входу R – установка тригера в стан логічного “0”. Цьому відповідають скорочені позначення входів і назва тригера: S (*set*) – установка, R (*reset*) – повернення у вихідний стан. Тригер може бути реалізований на двох логічних елементах АБО-НІ – (рис. 8.13, б).

Роботу тригера ілюструє таблиця переходів і часові діаграми, наведені на рис. 8.14.

Стан логічному “1” ($Q = 1$) тригер приймає при $S = 1$, $R = 0$. При зворотній комбінації входних сигналів ($S = 0$, $R = 1$) тригер установлюється в стан логічного “0” ($Q = 0$). При $S = R = 0$ у тригері зберігається попередній стан (“0” або “1”), тобто перебуває в режимі зберігання.

Комбінація $S = R = 1$ для схеми тригера є забороненою через невизначеність.

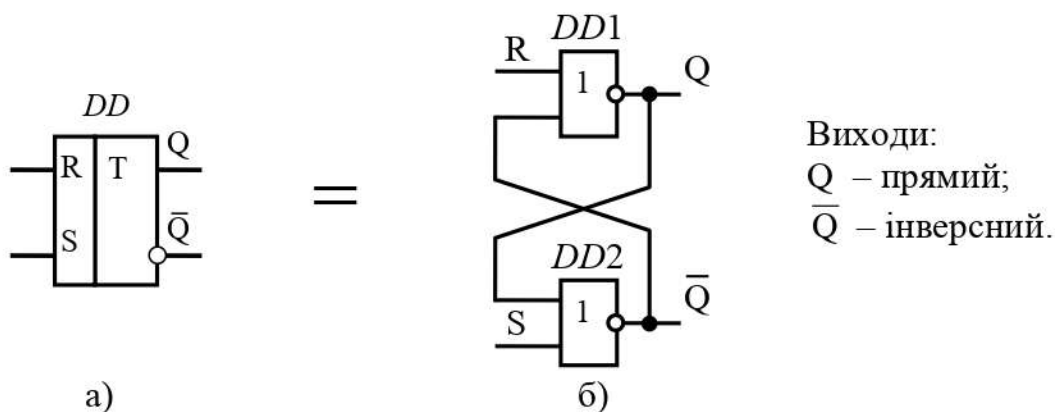


Рис. 8.13. RS -тригер: а) умовне позначення; б) реалізація на логічних елементах АБО-НІ

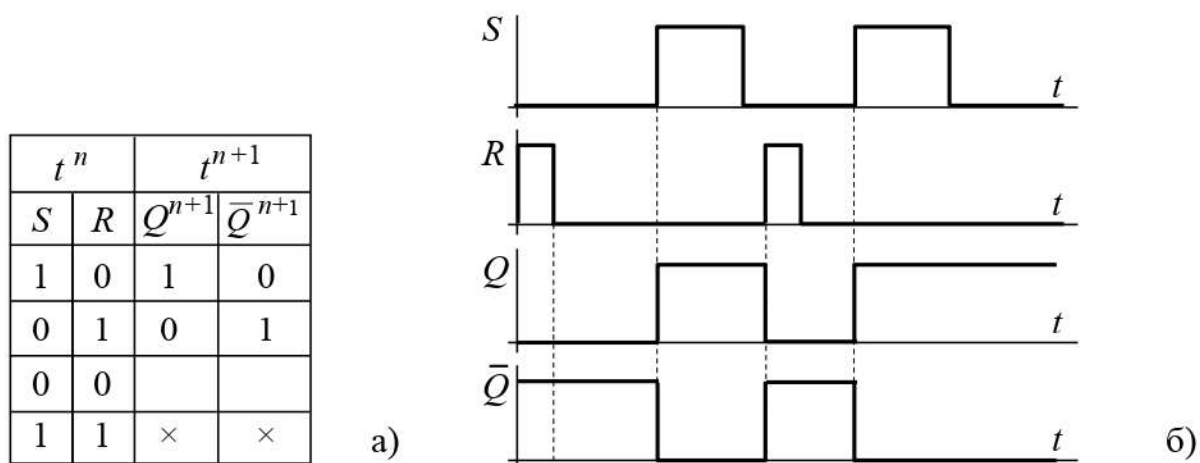


Рис. 8.14. RS -тригер: а) таблиця стану; б) часові діаграми роботи.

t^n – значення вхідних сигналів в деякий момент часу;

t^{n+1} – стан тригера в наступний момент часу після приходу чергових імпульсів

8.5.3 D -тригер

D -тригер (рис. 8.15) має один *інформаційний вхід* D (на нього подається інформація, призначена для занесення в тригер) і *вхід синхронізації* C , його також називають *тактовим входом*.

Роботу тактового D -тригера ілюструють таблиця істинності й часові діаграми, наведені на рис. 8.16.

Якщо рівень сигналу на вході $C = 0$, стан тригера стійкий і не залежить від рівня сигналу на інформаційному вході. При подачі на вхід синхронізації рівня $C = 1$ інформація на виході Q буде повторювати інформацію, що подавалася на вхід D . Таким чином, перемикання тригера з одного стійкого стану в інший відбувається з появою синхронізуючого (тактового) імпульсу на вході C .

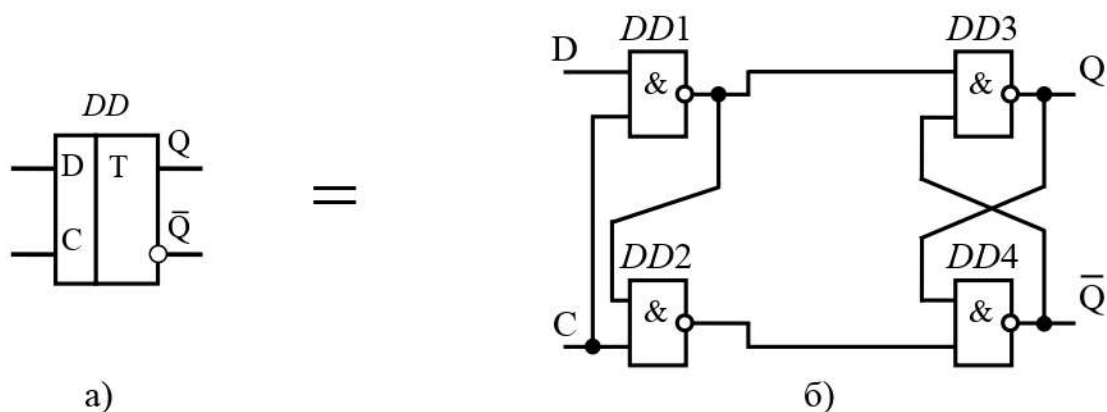


Рис. 8.15. *D*-тригер: а) умовне позначення; б) реалізація на логічних елементах І-НІ

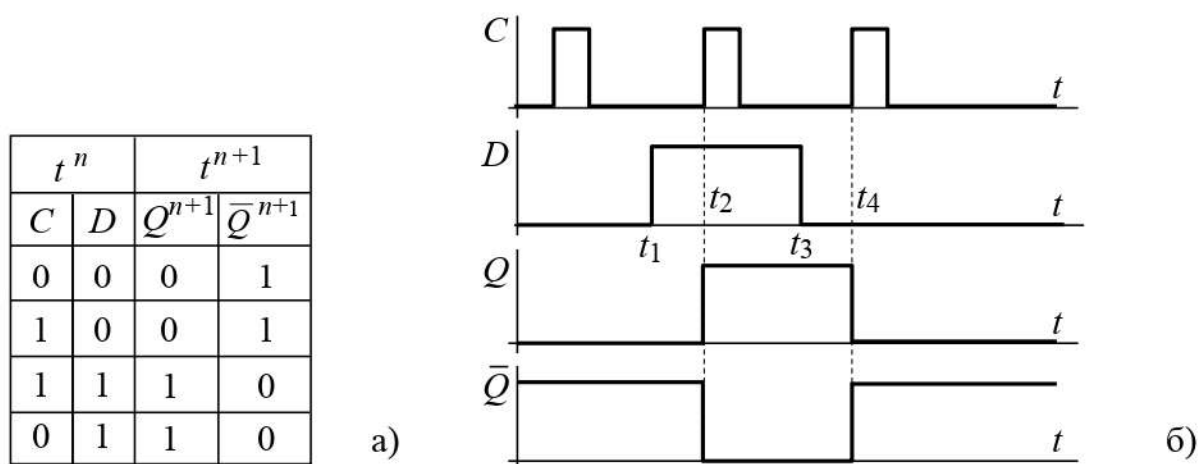


Рис. 8.16. *D*-тригер: а) таблиця стану; б) часові діаграми роботи.
 Q^{n+1} – логічний рівень на даному виході після подачі імпульсу синхронізації

Припустимо, що до моменту приходу вхідного сигналу *D*-тригер знаходився у стані логічного “0” ($Q = 0$, $\bar{Q} = 1$). В інтервалі часу t_1 - t_2 , коли діє вхідний сигнал *D*, стан тригера не змінюється, тому що $C = 0$. Дія сигналу $C = 1$ у момент часу t_2 приводить до перемикання тригера в стан логічної “1” ($Q = 1$, $\bar{Q} = 0$). Стан логічної “1” тригера не зміниться до моменту часу t_4 . Поява в момент часу t_4 сигналу $C = 1$ приводить до перемикання тригера в стан логічного “0”.

Призначення *D*-тригера полягає в затримці інформаційного сигналу (0 або 1), поданого на вхід *D*, на один тактовий імпульс *C*, перш ніж він з'явиться на виході *Q*.

8.5.4 T-тригер

T -тригер має один керуючий вхід T і два виходи Q і \bar{Q} . Характерною властивістю T -тригера є його перемикання в протилежний стан із приходом кожного чергового вхідного імпульсу.

На рис. 8.17 наведена умовна позначка й тимчасова діаграми, що пояснюють принцип дії T -тригера.

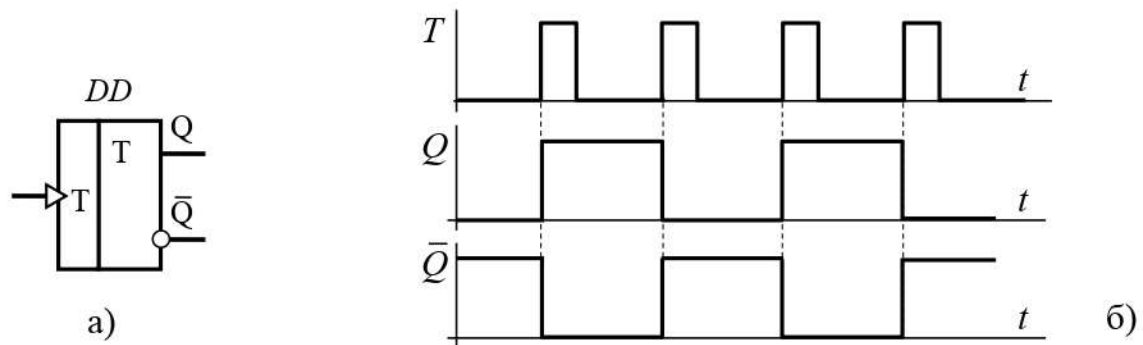


Рис. 8.17. T -тригер: а) умовне позначення; б) часові діаграми

Із приходом першого імпульсу на вхід T , тригер устанавлюється в стан логічної “1” ($Q = 1$, $\bar{Q} = 0$). Другим імпульсом тригер перемикається в стан “0” і т.д. Як видно з діаграми (рис. 8.17, б), частота сигналу на виході T -тригера у два рази нижче частоти сигналу на вході, тому такий тригер можна використовувати як дільник частоти, а також як лічильник числа імпульсів.

8.5.5 Універсальний JK -тригер

JK -тригер (рис. 8.18) має два інформаційні входи J і K , а також один тактований вхід C . Цей тригер може виконувати роль RS -, D - або T -тригера, у чому й полягає його універсальність.

RS -тригер одержують подачею на вхід J сигналу S , а на вхід K сигналу R , тобто $J \equiv S$, $K \equiv R$ (рис. 8.18, а). Особливістю RS -тригера на базі JK -тригера є можливість комбінації $S = R = 1$, при якій тригер переходить у протилежний стан.

D -тригер утворюється введенням інвертора в коло входу K (рис. 8.18, б).

Якщо входи J і K об'єднати й подати на них рахункові імпульси T , одержимо T -тригер (рис. 8.18, в).

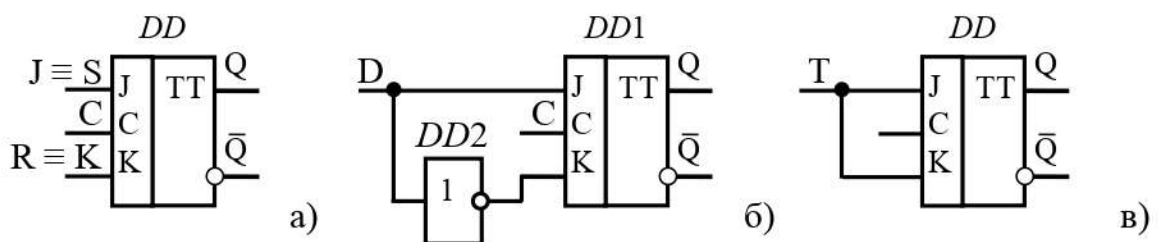


Рис. 8.18. Реалізація RS -тригера (а), D -тригера (б), T -тригера (в) за допомогою універсального JK -тригера

8.5.6 Область застосування тригерів

Інтегральні тригери застосовують при побудові більш складних функціональних пристроїв: лічильників імпульсів, регістрів, запам'ятовувальних пристроїв, дільників частоти повторення імпульсів і т.п.

8.6 Компаратори

8.6.1 Компаратор на операційному підсилювачі

Компаратором називають пристрій, призначений для порівняння двох напруг, що надходять на його входи (англ. *compare* – порівнювати). Компаратор може бути зібраний на окремому операційному підсилювачі (рис. 8.19, а), також випускаються у вигляді спеціалізованих інтегральних мікросхем (рис. 8.19, б).

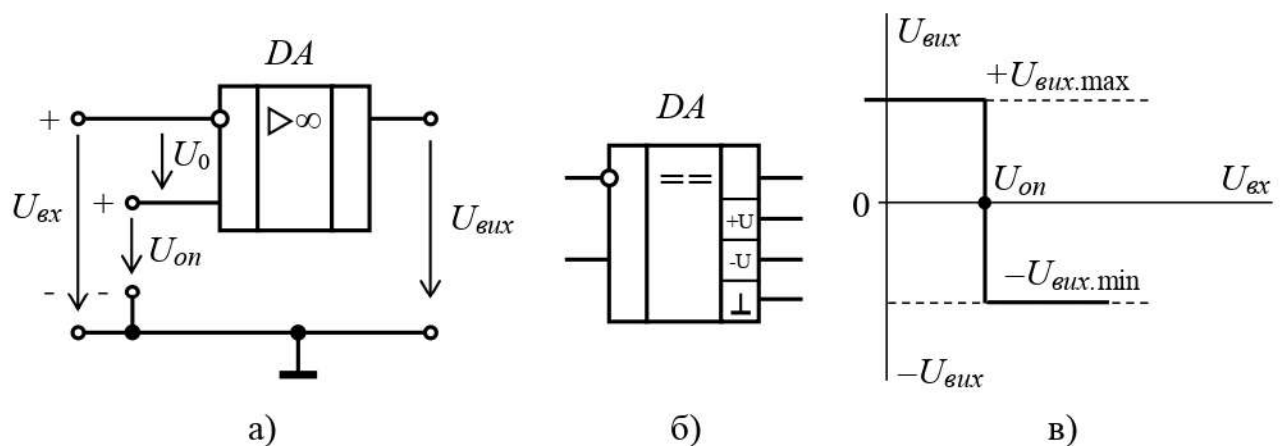


Рис. 8.19. Компаратор на операційному підсилювачі: а) схема; б) передатна характеристика; в) умовне позначення

У компараторі відбувається порівняння вимірюваної входної U_{ex} і опорної U_{on} напруги. Входна напруга змінюється в часі, опорна напруга є незмінною напругою позитивної або негативної полярності, яка формується за допомогою дільника напруги або стабілітрона.

Вхідна напруга ОП

$$U_0 = U_{ex} - U_{on}, \quad (8.11)$$

визначає передатну характеристику компаратора $U_{ex} = f(U_{ex})$ при $U_{on} = \text{const}$, наведену на рис. 8.19, в.

При $U_{ex} < U_{on}$ напруга $U_0 < 0$, у зв'язку із чим вихідна напруга $U_{vux} = +U_{vux.max}$. При $U_{ex} \geq U_{on}$ напруга $U_0 > 0$ і відбувається зміна полярності напруги на виході ОП на $-U_{vux.min}$:

$$U_{вих} = \begin{cases} +U_{вих.мах} & \text{при } U_{вх} < U_{он}; \\ -U_{вих.мін} & \text{при } U_{вх} \geq U_{он}. \end{cases} \quad (8.12)$$

Якщо джерело вхідної й опорної напруг у схемі (рис. 8.19, а) поміняти місцями або змінити полярність їх підключення, то відбудеться інверсія передатної характеристики компаратора:

$$U_{вих} = \begin{cases} -U_{вих.мах} & \text{при } U_{вх} < U_{он}; \\ +U_{вих.мін} & \text{при } U_{вх} \geq U_{он}. \end{cases} \quad (8.13)$$

8.6.2 Компаратор з позитивним зворотним зв'язком (тригер Шмітта)

Широке застосування одержав компаратор, у якому ОУ охоплений позитивним зворотним зв'язком – тригер Шмітта (рис. 8.20, а). У відмінності від звичайного компаратора в тригері Шмітта не збігаються рівні включення й вимикання на величину гістерезису перемикавання.

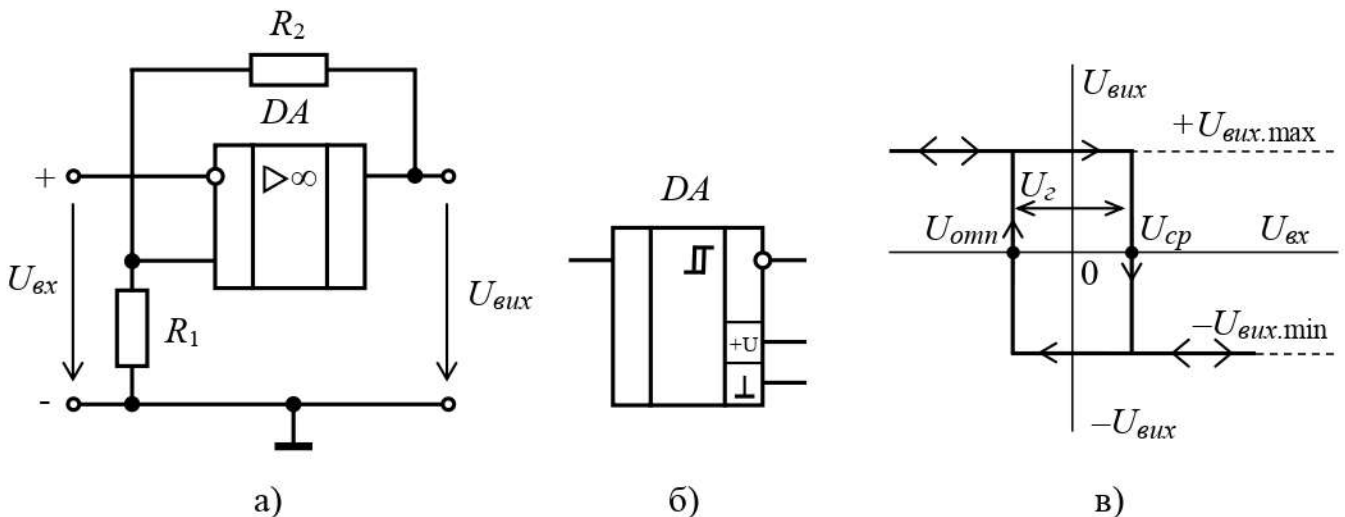


Рис. 8.20. Інвертуючий тригер Шмітта на ОП: а) схема; б) умовне позначення; в) передатна характеристика

Тригер Шмітта призначений для формування напруги прямокутної форми із вхідної напруги довільної форми і є граничним елементом. Схема тригера може виконуватися на базі ОП, а також випускається у вигляді спеціалізованої інтегральної мікросхеми, умовне позначення якої наведено на рис. 8.20, б.

У інвертуючого тригера Шмітта (рис. 8.20, а) коло ПЗЗ утворене резисторами R_1 і R_2 . Його передатна характеристика представлена на рис. 8.20, в. Перемикавання схеми в стан $-U_{вих.мін}$ відбувається при досягненні вхідною напругою $U_{вх}$ порога спрацьовування $U_{ср}$, а повернення у вихідний стан $+U_{вих.мах}$ – при зниженні $U_{вх}$ до рівня відпускання $U_{он}$.

Значення граничних напруг залежать від опорів дільника вихідної напруги:

$$U_{cp} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (+U_{вих. max}); \quad (8.14)$$

$$U_{omn} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-U_{вих. min}), \quad (8.15)$$

звідки ширина зони гістерезису

$$U_z = U_{cp} - U_{omn} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (+U_{вих. max} - U_{вих. min}). \quad (8.16)$$

У неінвертуючого тригера Шмітта коло ПЗЗ включається між виходом і неінвертуючим входом.

8.6.3 Область застосування компараторів

Компаратори знайшли застосування в системах автоматичного керування, у вимірювальній техніці, а також використовуються для побудови різних вузлів імпульсної й цифрової дії (зокрема, аналого-цифрових і цифро-аналогових перетворювачів).

Приклад схеми, у якій використовується компаратор, наведений на рис. 8.21 – схема дозволяє контролювати температуру повітря.

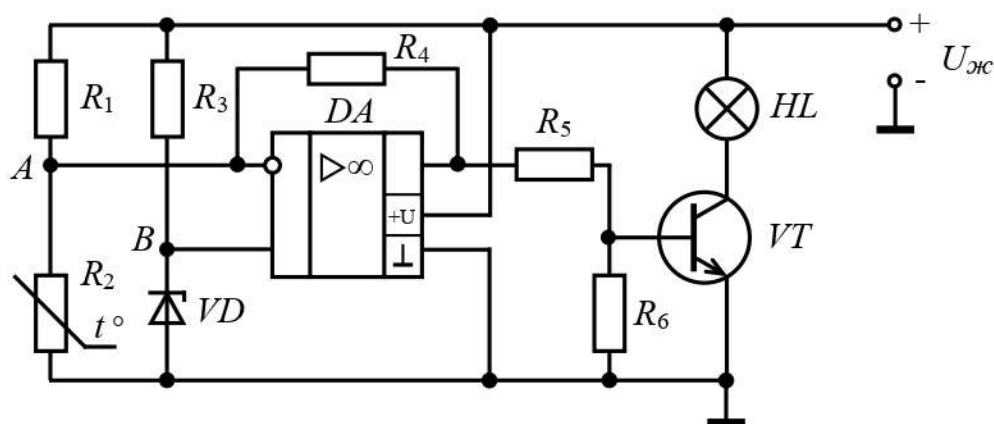


Рис. 8.21. Приклад використання компаратора для контролю температури

Компаратор виконаний на базі операційного підсилювача DA. Вхідна напруга U_{ex} подається на інвертуючий вхід ОП із терморезистора R_2 , опір якого, а відповідно й спадання напруги на якому залежать від температури повітря (точка A). Опорна напруга U_{on} подається на неінвертуючий вхід ОП з стабілітрона VD (точка B).

Якщо температура повітря менше встановленого порога спрацювання компаратора, напруга U_{ex} виявляється більше U_{on} – на виході ОП присутня

негативна напруга $-U_{вих.min}$, транзистор VT закритий, сигнальна лампа HL не горить.

При підвищенні температури зменшується опір терморезистора R_2 , а відповідно зменшується падіння напруги на ньому нижче рівня U_{on} . Це приведе до того, що вихідна напруга компаратора стрибкоподібно зміниться на позитивну $+U_{вих.min}$, транзистор VT відкриється й загориться лампа HL .

Компаратор з позитивним зворотним зв'язком – тригер Шмітта є основою при побудові генераторів імпульсів на ОП, застосовується для виключення ефекту «брязкоту контактів», у системах виміру й перетворення повільно-змінюваних сигналів, для отримання прямокутних імпульсів як із синусоїдальної напруги (рис. 8.22, а), так і з будь-якої змінної в часі напруги (рис. 8.22, б).

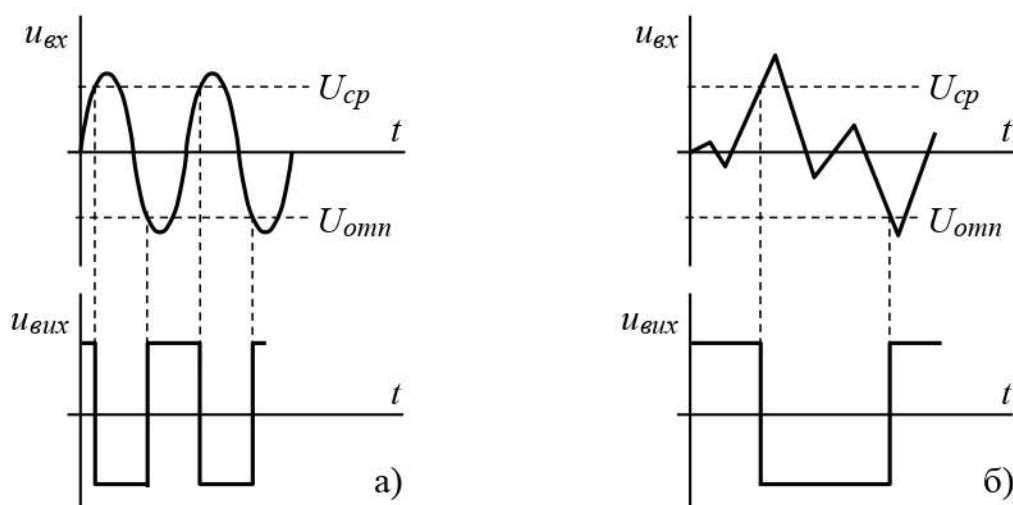


Рис. 8.22. Часові діаграми, що пояснюють принцип формування тригером Шмітта напруги прямокутної форми: а) із синусоїдальної напруги; б) із довільної напруги $u_{вх} = f(t)$

8.7 Мультивібратори

Мультивібратор – пристрій, призначений для генерування періодичної послідовності імпульсів напруги прямокутної форми з необхідними параметрами (амплітудою, тривалістю, частотою та ін.).

Подібно генераторам синусоїдальних коливань, мультивібратори працюють у режимі самозбудження: для формування імпульсного сигналу в мультивібраторах не потрібний зовнішній вплив, наприклад подача вхідних сигналів. Процес отримання імпульсної напруги ґрунтується на перетворенні енергії джерела постійного струму.

Мультивібратори можуть бути виконані на біполярних або польових транзисторах, логічних елементах і операційних підсилювачах або електронних приладах з негативним диференціальним опором (одноперехідних транзисторах, тиристорах і ін.).

Залежно від призначення зустрічаються два основні типи мультівібраторів: *чекаючий* і *автоколебальний*.

Чекаючий мультівібратор (одновібратор) може перебувати в стані стійкої рівноваги або в нестійкому стані, який *називається* квазірівновагою. Перехід з першого стану в інший відбувається під впливом зовнішнього пускового імпульсу, а зворотний перехід – довільно після закінчення деякого часу, обумовленого параметрами часозадаючого кола схеми. Таким чином чекаючий мультівібратор генерує один імпульс із певними параметрами при впливі короткого запускаячого імпульсу.

На рис. 8.23 наведена схема одновібратора на ОП і часові діаграми його роботи. Для створення чекаючого режиму роботи паралельно конденсатору C включений діод $VD1$. При наведеному на рис. 8.22 напрямку включення діода $VD1$ схема запускається вхідним імпульсом напруги позитивної полярності.

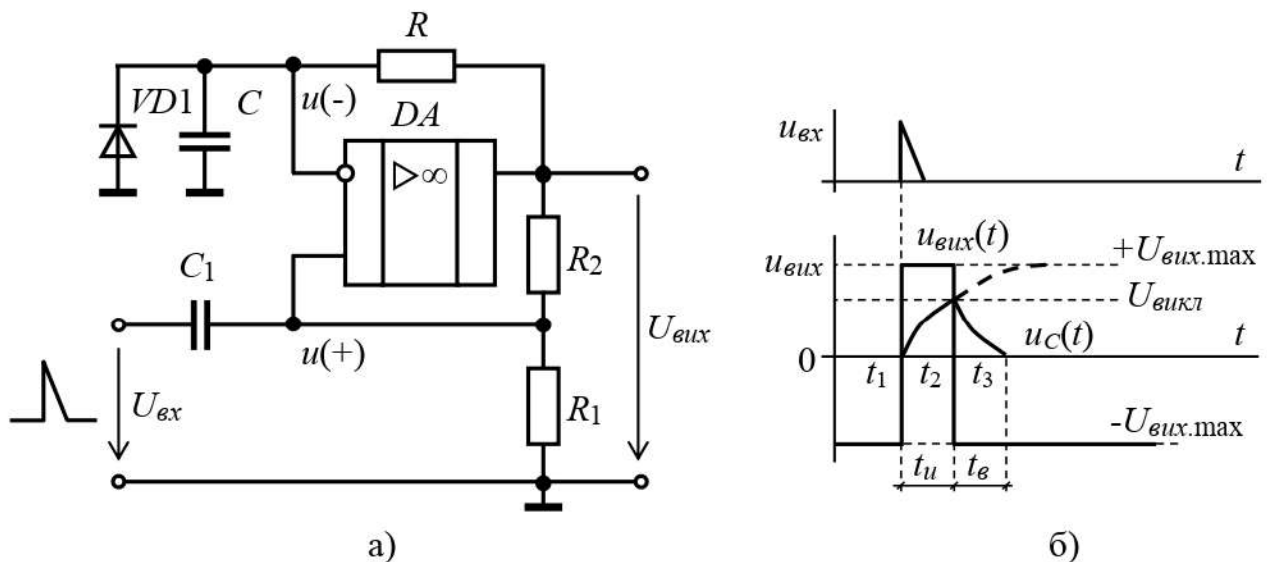


Рис. 8.23. Одновібратор на ОП: а) схема; б) часові діаграми роботи

У вихідному стані напруга на виході одновібратора дорівнює $-U_{ex.max}$, що визначає напругу на неінвертуючому вході

$$u(+) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} (-U_{ex.max}). \quad (8.17)$$

Напруга $u(-)$ на інвертуючому вході DA дорівнює падінню напруги на конденсаторі C , а також падінню напруги на діоді $VD1$ і близько до нуля.

Якщо на інвертуючий вхід в момент часу t_1 поступає вхідний позитивний імпульс напруги, то ОП стрибком переходить в протилежний стан і $u_{ex} = +U_{ex.max}$. На неінвертуючий вхід ОП передається напруга

$$u(+) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(+U_{\text{вих.мах}} \right). \quad (8.18)$$

Поява напруги позитивної полярності на виході ОП викликає процес заряду конденсатора C через резистор R , при цьому конденсатор прагне зарядитися до напруги $+U_{\text{вих.мах}}$.

Однак не досягає його, тому що в момент часу t_2 при напрузі

$$u(-) = U_{\text{вискл}} = u_C \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \left(+U_{\text{вих.мах}} \right) \quad (8.19)$$

відбувається повернення ОП у вихідний стан.

Тривалість імпульсу, сформованого одновібратором:

$$t_u = RC \cdot \ln \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (8.20)$$

Після моменту часу t_2 у схемі наступає процес відновлення вихідної напруги на конденсаторі $u_C = 0$, який обумовлюється полярністю напруги на виході ОП. Режим відновлення закінчується тим, що напруга на конденсаторі досягає напруги відмикання діода $VD1$, яку можна прийняти рівною нулю.

Час відновлення одновібратора:

$$t_{\text{в}} = RC \cdot \ln \left(\frac{2R_1 + R_2}{R_1 + R_2} \right). \quad (8.21)$$

Через час $t_{\text{в}}$ одновібратор готовий до приймання наступного імпульсу.

У відмінності від одновібратора в автоколивальному мультивібраторі немає стану стійкої рівноваги, мультивібратор переходить із одного стану квазірівноваги в інший без зовнішнього впливу, генеруючи імпульси, параметри яких залежать від параметрів мультивібратора.

На рис. 8.24 наведена схема й часові діаграми роботи симетричного мультивібратора на ОП. Мультивібратор виконаний на основі інвертуючого тригера Шмітта, у якому негативний зворотний зв'язок здійснюється через RC -коло, а позитивний – через дільник на резисторах $R1$ і $R2$. Автоколивальний режим роботи створюється завдяки підключенню до інвертуючого входу ОП часозадаючого кола, що складається з конденсатора C і резистора R .

Розглянемо роботу мультивібратора з моменту часу зміни вихідної напруги з $-U_{\text{вих.мах}}$ на $+U_{\text{вих.мах}}$ ($t=0$).

У цей момент часу напруга на інвертуючому вході дорівнює напрузі на конденсаторі $u_C = -U_{\text{відн}}$, а на неінвертуючому вході позитивне і дорівнює

$$u_{(+)} = (R_1 / R_1 + R_2) \times +U_{\text{вих.мах}}. \quad (8.22)$$

Починається перезарядка конденсатора C через резистор R . Напруга на конденсаторі прагне до $+U_{\text{вих.мах}}$. Коли u_C досягне рівня $U_{\text{спр}}$, напруга $u_{\text{вих}}$ стрибком зміниться до $-U_{\text{вих.мах}}$. Оскільки $+U_{\text{вих.мах}} = |-U_{\text{вих.мах}}| = U_{\text{мах}}$, то

конденсатор C почне перезаряджатися від U_{cnp} до $-U_{max}$, і при $u_C = U_{відн}$ відбувається зворотне перемикання. Потім процес періодично повторюється.

Частота проходження імпульсів симетричного мультивібратора:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{i1} + t_{i2}} = \frac{1}{2t_i}. \quad (8.23)$$

Тривалість імпульсу мультивібратора:

$$t_i = RC \cdot \ln \left(1 + 2 \frac{R_1}{R_2} \right). \quad (8.24)$$

а період $T = 2t_i$.

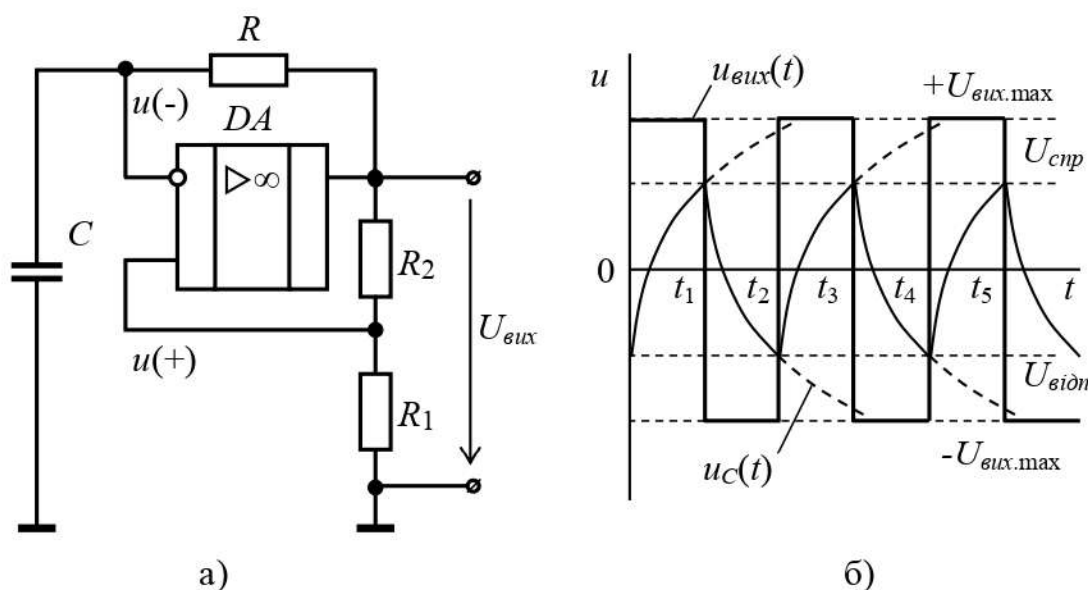


Рис. 8.24. Симетричний мультивібратор на ОП:
а) схема; б) часові діаграми роботи

На рис. 8.25 наведена схема несиметричного мультивібратора на ОП, для якого $t_{i1} \neq t_{i2}$. Несиметричному режиму роботи відповідають неоднакові постійні часу часозадаючих кіл мультивібратора за півперіодами. У схемі рис. 8.25 це досягається включенням замість резистора R двох паралельних гілок, що складаються з резистора й діода. Діод $VD1$ відкритий при позитивній полярності вихідної напруги, а діод $VD2$ – при негативній.

У першому випадку $\tau_1 = R3 \cdot C$, у другому $\tau_2 = R4 \cdot C$. Вид часової діаграми вихідної напруги при $R4 > R3$ показаний на рис. 8.25, б. Тривалості імпульсів t_{i1} і t_{i2} несиметричного мультивібратора розраховують за виразом (8.24) з підстановкою відповідного значення τ_1 і τ_2 , а його частоту по формулі

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{i1} + t_{i2}}. \quad (8.25)$$

На рис. 8.26 наведена схема мультивібратора на логічних елементах НІ (у якості яких можуть використовуватися елементи АБО-НІ, І-НІ з об'єднаними входами). Входи елементів НІ з'єднані через відповідні резистори із джерелом $+E$, що трохи перевищує за рівнем логічну «1».

Конденсатори $C1$ і $C2$ включені в коло зворотного зв'язку з виходу одного елемента на вхід іншого елемента. Для зменшення часу відновлення включені діоди $VD1$ і $VD2$, які відкриваються й шунтують відповідно резистори $R1$ і $R2$ на час розрядки відповідного конденсатора $C1$ або $C2$.

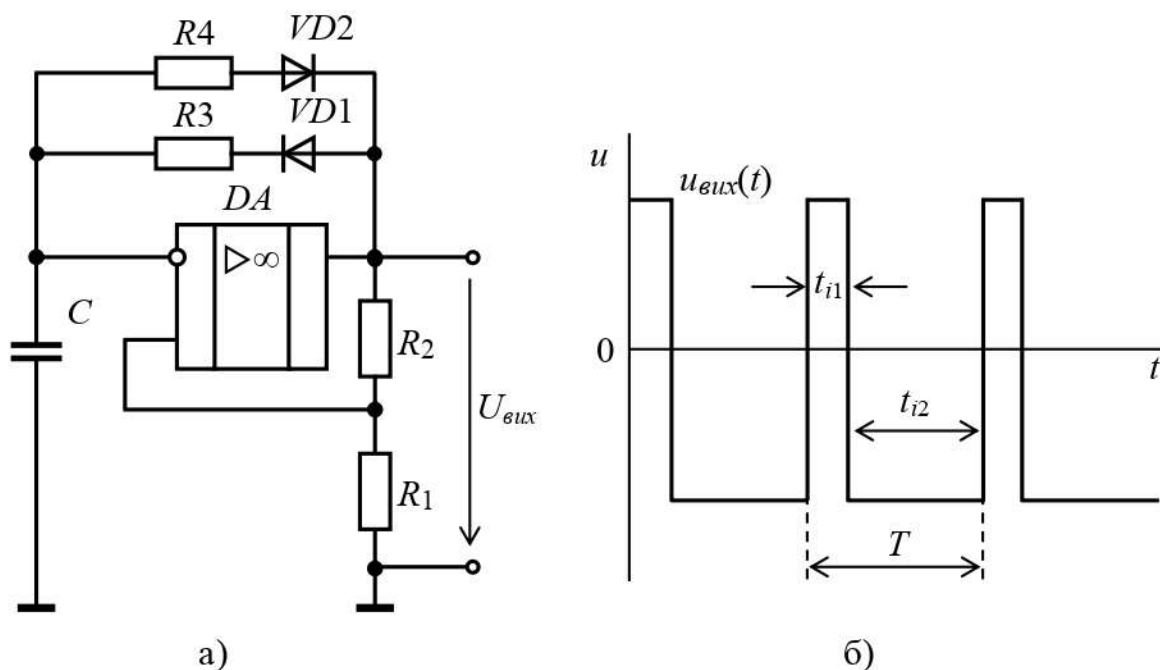


Рис. 8.25. Несиметричний мультивібратор на ОП:
а) схема; б) часові діаграми роботи

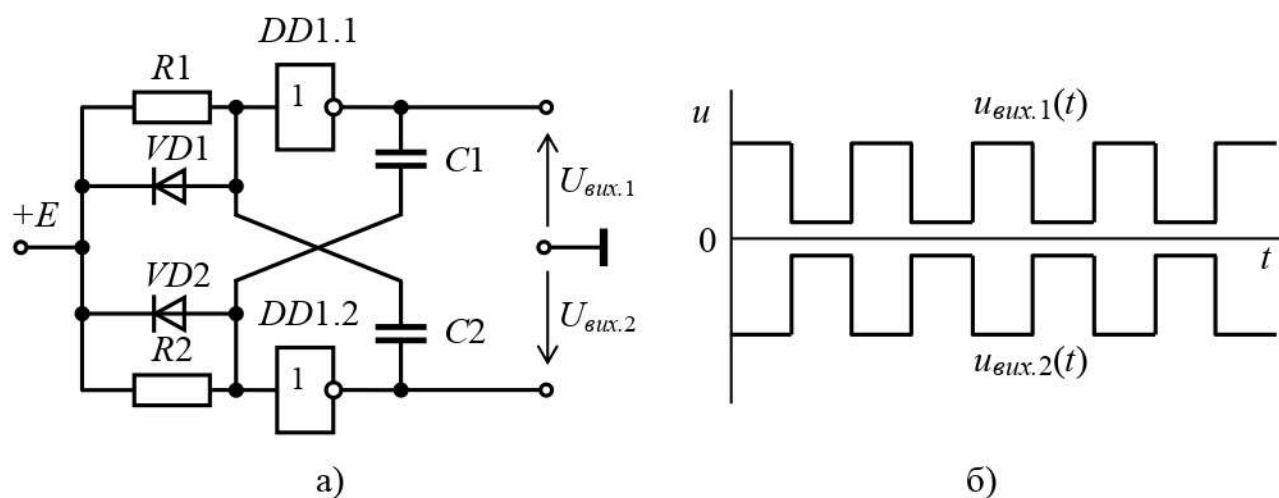


Рис. 8.26. Мультивібратор на логічних елементах НІ:
а) схема; б) часові діаграми роботи

Стан квазірівноваги («1» на виході одного елемента й «0» на виході іншого) утримується протягом часу, необхідного для перезарядження конденсатора $C1$ або $C2$ до рівня порога спрацьовування елемента $DD1$ або $DD2$. Після цього стан логічних елементів змінюються на протилежний і процеси повторюється. На виходах 1 і 2 мультивібратор генерує прямокутні імпульси протилежної полярності.

Розглянемо роботу мультивібратора з моменту часу перемикання $DD2$ в стан логічного «0». У початковий момент часу на вході $DD1$ буде нульовий рівень сигналу, а на виході $DD1$ – «1». По колу $+E-R1-C2-DD2$ починається заряд конденсатора $C2$, що приводить до підвищення напруги на вході $DD1$ і при досягненні граничного значення цієї напруги $U_{пор}$ відбудеться перемикання $DD1$ в «0», а елемента $DD2$ – в «1». З цього моменту часу починається заряд конденсатора $C1$ по колу $C2-VD1-+E-DD2$, тривалість імпульсу визначається часом заряду конденсатора

$$t_i = RC \cdot \ln \frac{U_{(1)}}{E - U_{пор}}. \quad (8.26)$$

де $U_{(1)}$ – рівень логічної одиниці;

$U_{пор}$ – граничний рівень логічного елемента.

При $R1 = R2 = R$ і $C1 = C2 = C$ імпульси симетричні.

9 ПРИСТРОЇ ДЛЯ РЕГУЛЮВАННЯ І ПЕРЕТВОРЕННЯ ЕЛЕКТРОЕНЕРГІЇ

Робота радіоелектронних пристроїв, які застосовуються в промисловості, пов'язана з перетворенням енергії джерела живлення в енергію електричних коливань різної форми.

Живлення пристроїв, як правило, здійснюється від джерела постійного струму. Проте використання для цих цілей гальванічних елементів живлення (батарей і акумуляторів), сонячних і теплових елементів, тощо має ряд обмежень.

Найбільш оптимальний спосіб отримання електричної енергії постійного струму полягає в перетворенні енергії однофазного або трифазного джерела змінного струму промислової частоти (50 Гц, у окремих випадках 400 Гц) в енергію постійного струму. Таке перетворення називають *випрямленням*, а пристрій, призначений для перетворення енергії джерела змінного струму в енергію постійного струму називають *випрямлячем*.

Випрямлячі підрозділяються на некеровані та керовані. За допомогою некерованих випрямлячів отримують напругу постійного струму незмінної величини. У разі потреби регулювання величиною випрямленої напруги застосовують керовані випрямлячі.

За кількістю фаз джерела напруги змінного струму випрямлячі підрозділяються на одно-, трьох- і багатофазні.

За потужністю випрямлячі бувають малої, середньої та великої потужності. Випрямлячі малої потужності, як правило, застосовуються в однофазній мережі змінного струму; середньої і великої потужності – в трифазній.

Залежно від способу організації вхідного кола розрізняють випрямлячі з трансформаторним і безтрансформаторним входом.

Поряд з випрямленням існує необхідність зворотного процесу, в цьому випадку енергія джерела постійного струму перетворюється в енергію змінного струму. Таке перетворення називають *інвертуванням*.

Для перетворення одного рівня напруги постійного струму в інший застосовують знижувальні (step down) або підвищувальні (step up) *конвертори*.

Значного збільшення рівня випрямленої напруги постійного струму добиваються за допомогою *помножувачів*, застосування яких дає можливість отримати високу напругу постійного струму без використання габаритних і дорогих трансформаторів.

9.1 Однофазні випрямлячі

Функціональна схема класичного однофазного трансформаторного випрямляча наведена на рис. 9.1.



Рис. 9.1. Функціональна схема малопотужного однофазного трансформаторного випрямляча

Її основою є *випрямляч* на одному або декількох діодах, з'єднаних за певною схемою з ціллю отримання постійної напруги U_d на виході. Функція *трансформатора* зводиться до підвищення або зниження вторинної напруги U_2 при заданій первинній напрузі U_1 . Для зменшення пульсації напруги до виходу випрямляча підключають *згладжувальний фільтр*. Між згладжувальним фільтром і *навантаженням* підключається *стабілізатор напруги*, який забезпечує підтримку незмінного рівня постійної напруги U_{dn} на навантаженні в умовах зміни напруги мережі живлення та/або струму навантаження.

9.1.1 Однофазний однопівперіодний випрямляч

Однофазний однопівперіодний випрямляч складається з трансформатора TV , до вторинної обмотки якого послідовно включені діод VD і навантаження R_H (рис. 9.2, а).

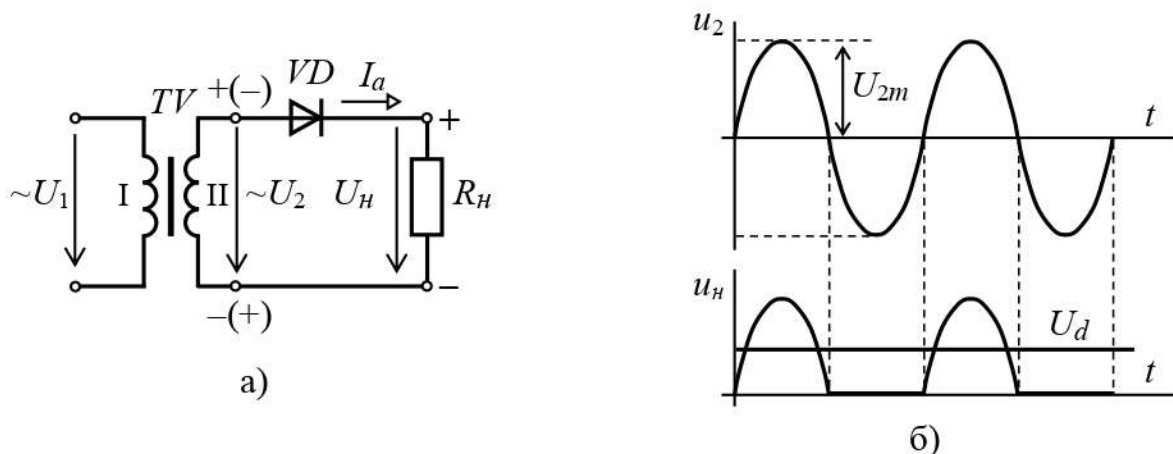


Рис 9.2. Однопівперіодний випрямляч: а) схема;
б) часові діаграми напруг

Принцип дії схеми розглянемо для випадку чисто активного навантаження R_H з використанням часових діаграм напруг (рис. 9.2, б). При

надходженні на первинну обмотку позитивної півхвилі напруги u_1 , на вторинній обмотці трансформатора також буде присутня позитивна півхвиля напруги u_2 . Таким чином, до анода діода VD прикладається напруга позитивної полярності. Отже, діод VD буде відчинений. Оскільки в відчиненому стані падіння напруги на діоді мале, практично вся напруга u_2 прикладається до навантаження R_H , створюючи на ньому напругу u_H . Струм діода дорівнює струму навантаження

$$I_a = I_H = \frac{U_2}{R_H}. \quad (9.1)$$

В кінці першого півперіоду напруга і струм в схемі досягають нульових значень.

При надходженні від'ємної півхвилі напруги u_1 полярність напруги u_2 (вказана в дужках) на вторинній обмотці трансформатора стає зворотною. Прикладена до діода VD напруга u_2 виявляється для нього зворотною – діод зачинений, через нього тече лише незначний зворотний струм. В зачиненому стані практично вся напруга u_2 прикладена до діода VD , а на навантаженні $u_H = 0$.

Таким чином, напруга і струм навантаження R_H мають пульсуючий характер, а саме з'являються тільки в один з півперіодів напруги u_2 . Тому випрямляч, (рис. 9.2, а) називається однопівперіодним. Однак відносно виводів резистора R_H струм завжди тече в одному напрямку – від верхнього виводу к нижньому на протязі позитивної півхвилі напруги u_2 .

Основні параметри схеми випрямляча:

- середні значення випрямлених напруги U_d і струму I_d ;
- амплітуди першої гармоніки напруги U_{d1m} і струму I_{d1m} ;
- діючі значення напруги U_2 і струму I_2 у вторинній обмотці трансформатора;
- діючі значення напруги U_1 (зазвичай 220 або 380 В) і струму I_1 в первинній обмотці трансформатора;
- максимальне значення зворотної напруги $U_{зв.мах}$;
- коефіцієнт пульсації

$$k_n = \frac{U_{d1m}}{U_d}.$$

Для однопівперіодного випрямляча ці параметри мають наступні значення:

$$U_d = 0,45U_2; \quad U_2 = 2,22U_d; \quad (9.2)$$

$$I_d = 0,45 \frac{U_2}{R_H}; \quad I_2 = 1,57I_d; \quad (9.3)$$

$$k_n = 1,57. \quad (9.4)$$

Струм в первинній обмотці трансформатора

$$I_1 = \frac{I_2}{n}, \quad (9.5)$$

де n – коефіцієнт трансформації трансформатора;

$$n = \frac{U_1}{U_2}. \quad (9.6)$$

Вибір діода для однопівперіодного випрямляча відбувається за довідниковою літературою та здійснюється за умовами:

$$U_{зв.max} > \sqrt{2}U_2; \quad (9.7)$$

$$I_{d\max} > I_2, \quad (9.8)$$

де $U_{зв.max}$ – допустима зворота напруга діода, В;

$I_{d\max}$ – допустимий середній струм діода, А.

При застосування ємнісного фільтра на виході випрямляча зворотна напруга діода збільшується вдвічі та дорівнює

$$U_{зв.max} > 2\sqrt{2}U_2. \quad (9.9)$$

Повна потужність, яку споживає трансформатор з мережі

$$S_1 = U_1 I_1. \quad (9.10)$$

9.1.2 Однофазний двохпівперіодний випрямляч з середньою точкою

Двохпівперіодний випрямляч з виводом середньої (нульової) точки вторинної обмотки трансформатора складається з трансформатора TV , діодів $VD1$, $VD2$ і навантаження R_H (рис. 9.3, а).

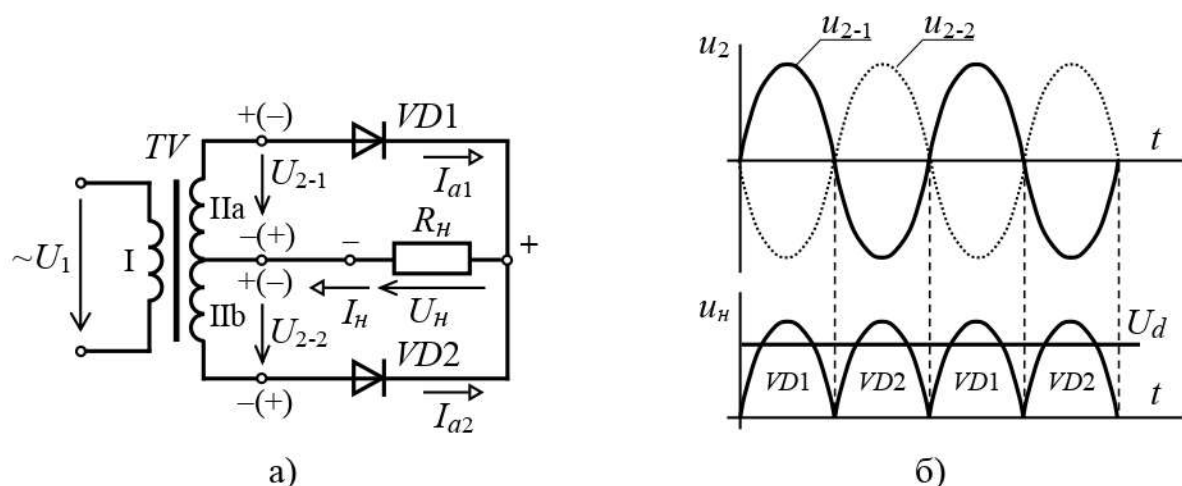


Рис 9.3. Двохпівперіодний випрямляч з виводом нульової точки трансформатора: а) схема; б) часові діаграми напруг

При надходженні позитивної півхвилі напруги u_1 на вторинних обмотках Па, Пб трансформатора формуються напруги u_{2-1} і u_{2-2} з полярністю, вказаною на рис. 9.3, а) без дужок. До анода діода $VD1$ прикладається напруга позитивної полярності, а до анода діода $VD2$ – від’ємної.

За вказаною полярністю напруги діод $VD1$ відкритий, а $VD2$ – закритий. Практично вся напруга u_{2-1} прикладається до навантаження R_n (оскільки падіння напруги на діоді в відкритому стані мале), на якій утворюється напруга u_n . На даному інтервалі часу струм діода $VD1$ дорівнює струму навантаження

$$I_{a1} = I_n = \frac{U_{2-1}}{R_n}. \quad (9.11)$$

При надходженні від’ємної півхвилі напруги u_1 полярність напруги на вторинних обмотках стає зворотною. В провідному стані тепер знаходиться діод $VD2$, а $VD1$ – закритий. До навантаження R_n прикладається напруга u_{2-2} , яка утворює напругу u_n тієї ж полярності, що і на попередньому інтервалі часу. Струм в колі діода $VD2$

$$I_{a2} = I_n = \frac{U_{2-2}}{R_n}. \quad (9.12)$$

Продовж наступного періоду вхідної змінної напруги процес, що було розглянуто повторюється.

Основні співвідношення для однофазного двохпівперіодного випрямляча з виводом нульової точки трансформатора:

$$U_d = 0,9U_2; \quad U_2 = 1,11U_d; \quad (9.13)$$

$$I_d = 0,9 \frac{U_2}{R_n}; \quad I_2 = 0,78I_d; \quad (9.14)$$

$$k_n = 0,67. \quad (9.15)$$

Вибір діода для двохпівперіодного випрямляча з виводом середньої точки трансформатора відбувається за довідниками та здійснюється за наступними умовами:

$$U_{зв. max} > 2\sqrt{2}U_2; \quad (9.16)$$

$$I_{d max} > 1,57I_d. \quad (9.17)$$

9.1.3 Однофазний мостовий випрямляч

В схему випрямляча входять трансформатор TV і випрямний місток, утворений чотирма діодами $VD1$ - $VD4$ (рис. 9.4).

При надходженні позитивної півхвилі напруги u_2 діоди $VD1$, $VD3$ випрямного містка відкриті. В колі «верхній вивід вторинної обмотки трансформатора TV – діод $VD1$ – верхній вивід навантаження – нижній вивід

навантаження – діод $VD3$ – нижній вивід трансформатора TV » тече струм, величина якого визначається за рівнянням (9.14).

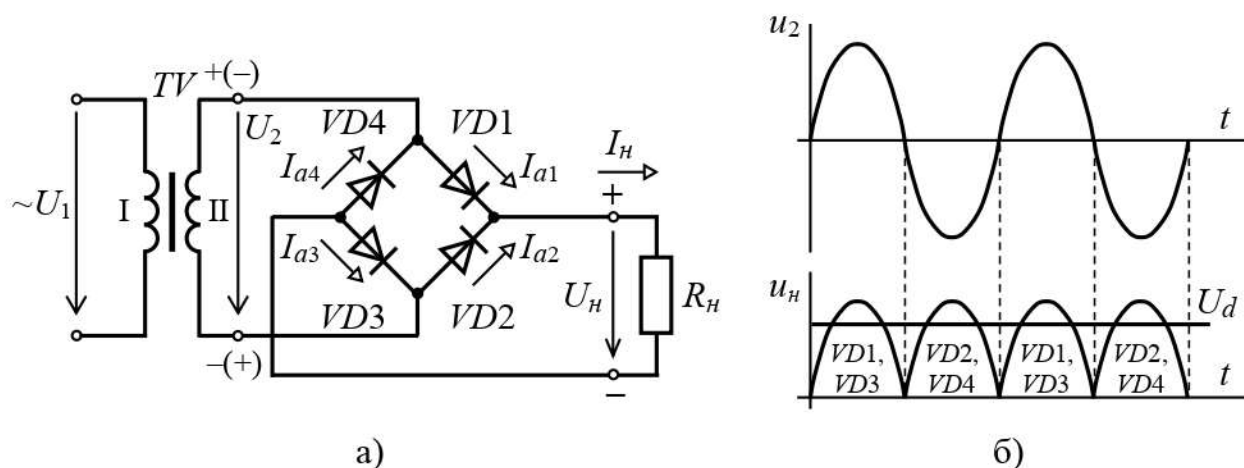


Рис 9.4. Двохпівперіодний однофазний мостовий випрямляч:
а) схема; б) часові діаграми напруг

Відкриті діоди $VD1, VD3$ забезпечують зв'язок вторинної обмотки трансформатора з навантаженням, утворюючи на ньому напругу u_n тієї ж полярності, що і напруга u_2 .

При надходженні від'ємної півхвилі напруги u_2 відкриваються діоди $VD2, VD4$. В колі «нижній вивід вторинної обмотки трансформатора TV – діод $VD2$ – верхній вивід навантаження – нижній вивід навантаження – діод $VD4$ – верхній вивід трансформатора TV » тече струм навантаження.

Основні співвідношення для однофазного мостового випрямляча визначаються рівняннями (9.13) – (9.15).

Допустима зворотна напруга кожного діода випрямного містка

$$U_{зв.мах} > \sqrt{2}U_2 \quad (9.18)$$

вдвічі менше, ніж в схемі з виводом середньої точки завдяки послідовному з'єднанню двох діодів випрямного містка продовж кожного півперіоду змінної напруги вторинної обмотки.

Допустимий середній струм діода знаходять за виразом (9.17).

9.1.4 Область застосування і порівняльна характеристика

Випрямлячі призначені для живлення постійним струмом різних систем і пристроїв промислової електроніки, які вирішують питання керування, регулювання, контролю, відображення інформації і т.д.

Перевагами мостової схеми випрямляча є простіший трансформатор, що містить лише одну вторинну обмотку, і меншу зворотну напругу, на яку слід вибирати діоди. Вказані переваги компенсують недолік схеми, що полягає в більшому числі діодів.

9.2 Згладжувальні фільтри

9.2.1 Класифікація згладжувальних фільтрів

Згладжувальні фільтри призначені для зменшення пульсацій випрямленої напруги. Основним параметром згладжувального фільтра, що визначає його ефективність, є коефіцієнт згладжування q , який дорівнює відношенню коефіцієнтів пульсацій на вході $k_{п.вх}$ і виході $k_{п.вих}$ фільтра, тобто

$$q = \frac{k_{п.вх}}{k_{п.вих}}. \quad (9.19)$$

Згладжувальні фільтри діляться на *пасивні* та *активні*.

Пасивні фільтри виконуються на основі реактивних елементів – дроселів (катушок, що мають високу індуктивність) і конденсаторів. Дроселя має великий опір змінного струму і малий – постійного, а ємність конденсатора – навпаки. В зв'язку з цим дросель найпростішого індуктивного фільтра включається послідовно з навантаженням, а конденсатор ємнісного фільтра – паралельно.

Залежно від виду реактивних елементів, що входять до складу фільтра розрізняють ємнісні, індуктивні і змішані фільтри. Змішані згладжувальні фільтри залежно від способу з'єднання елементів поділяють на Γ - і Π -подібні. Ці фільтри можуть бути одно-, двох- і багатоланковими.

В активних згладжувальних фільтрах застосовуються транзистори. Використання транзисторів засноване на тому, що їх опір постійному струму (статичний опір) на 2-3 порядки менше опору змінного струму (динамічний опір).

9.2.2 Ємнісний фільтр

Ємнісний фільтр являє собою конденсатор $C\phi$, включений паралельно навантаженню R_H (рис. 9.5, а). Робота фільтра заснована на здатності конденсатора накопичувати заряд. Часові діаграми напруг (рис. 9.5, б) пояснюють роботу фільтра.

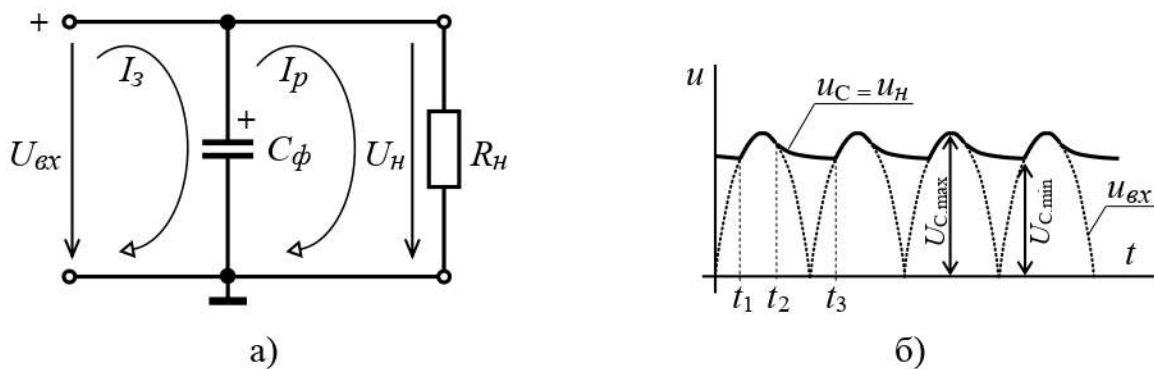


Рис 9.5. Ємнісний згладжувальний фільтр: а) схема; б) часові діаграми напруг двохпівперіодного випрямляча

Протягом інтервалу часу $t_1 - t_2$ конденсатор C_ϕ заряджається через відкриті діоди до амплітудного значення напруги u_{ex} , оскільки в цьому інтервалі часу $u_{ex} > u_C$. В інтервалі часу $t_2 - t_3$ напруга $u_C > u_{ex}$, тому конденсатор розряджається через навантаження R_n з постійною часу $\tau = C_\phi R_n$. При цьому напруга $u_C = u_n$ знижується до деякого найменшого значення $U_{C.min}$. Починаючи з моменту часу t_3 , напруга на конденсаторі u_C стає менше вхідної напруги u_{ex} . Конденсатор починає заряджатися через відкриті діоди й процес повторюється. Як показують часові діаграми, при включенні ємнісного фільтра напруга u_n не зменшується до нуля, а пульсує в деяких межах, збільшуючи середнє значення випрямленої напруги.

Ємність конденсатора C_ϕ вибирають такої величини, щоб для основної гармоніки випрямленої напруги опір конденсатора був багато менше за R_n , тобто

$$C_\phi \gg \frac{1}{2\pi f R_n}, \quad (9.20)$$

де f – частота основної гармоніки напруги, Гц; $f = 50$ Гц для однопівперіодного, $f = 100$ Гц для двохпівперіодного випрямляча.

При такому виборі величини ємності конденсатора постійна часу розряду $\tau_{разр}$ значно більше періоду зміни випрямленої напруги

$$\tau_{разр} = C_\phi R_n \gg T = \frac{1}{2\pi f} \quad (9.21)$$

і конденсатор розряджається повільно – напруга u_C на ньому зменшується несуттєво. Це приводить до збільшення середнього значення напруги на навантаженні $U_{n.cр}$ у порівнянні з відсутністю фільтра й зменшенню змінної складової, а отже, до зниження коефіцієнта пульсацій $k_{n.вх}$.

У якості конденсаторів ємнісних згладжувальних фільтрів застосовуються полярні електролітичні конденсатори. Зустрічається паралельне включення полярного й неполярного конденсаторів. У цьому випадку полярні конденсатори великої ємності (сотні-тисячі мкФ) використовуються для фільтрації низькочастотної пульсації вхідної напруги, а неполярні конденсатори невеликої ємності (частки мкФ) зменшую високочастотну пульсацію. Крім того, таке комбіноване включення дозволяє уникнути виходу з ладу полярного конденсатора при пробіі випрямних діодів.

Ємнісні фільтри доцільно застосовувати при високоомному навантаженні R_n при потужності P_n не більш декількох десятків ватт.

9.2.3 Індуктивний фільтр

В індуктивному фільтрі котушку індуктивності (дросель) включають послідовно з навантаженням R_n (рис. 9.6, а). Робота фільтра заснована на явищі

самоіндукції, яке спочатку перешкоджає зростанню струму, а потім, навпаки, підтримує його при зменшенні.

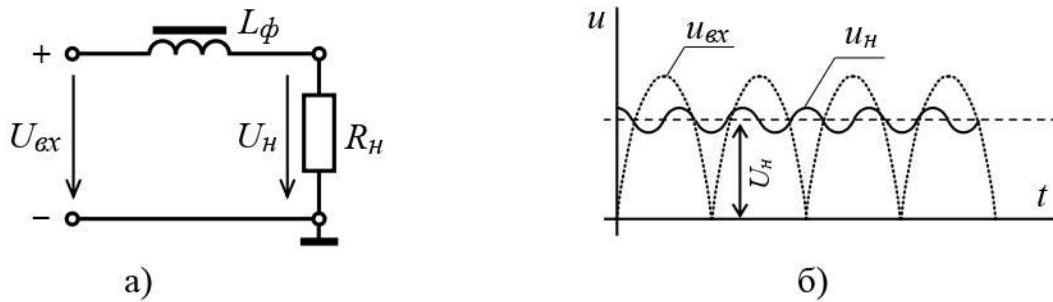


Рис 9.6. Індуктивний фільтр: а) схема; б) часові діаграми напруги двохпівперіодного випрямляча

Умова, при якій забезпечується дія згладжувального індуктивного фільтра

$$L_{\phi} \gg \frac{R_H}{2\pi f}. \quad (9.22)$$

Конструкція дроселя являє собою котушку з феромагнітним осердям, що дозволяє отримати високу індуктивність (до декількох Гн). Індуктивні фільтри звичайно застосовують при значних струмах навантаження. Переріз проводу котушки залежить від струму навантаження.

9.2.4 Змішані фільтри

Для більш значного зменшення пульсацій випрямленої напруги порівняно з ємнісними або індуктивними фільтрами застосовуються Γ -подібні згладжувальні фільтри. Схеми LC - і RC -фільтрів наведені на рис. 9.7.

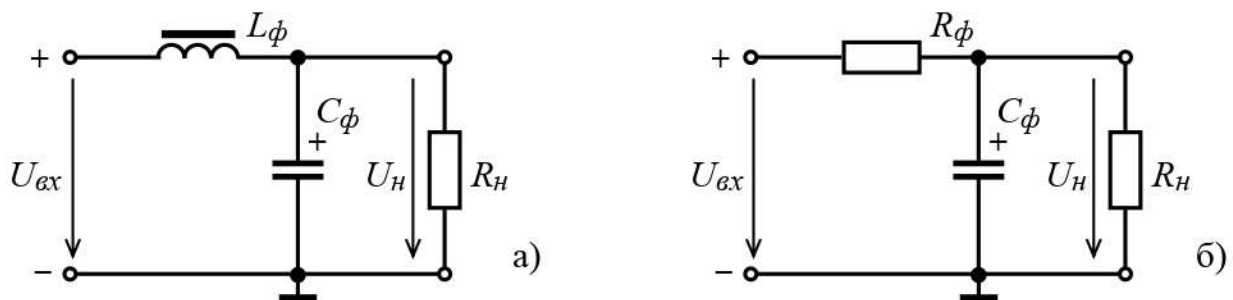


Рис 9.7. Змішані згладжувальні Γ -подібні фільтри:
а) LC -фільтр; б) RC -фільтр

Зменшення пульсацій LC -фільтром пояснюється шунтувальною дією конденсатора C_{ϕ} змінної складової випрямленої напруги й зменшенням напруги цієї складової на дроселі L_{ϕ} , у результаті чого частка змінної складової у випрямленій напрузі значно знижується. При цьому повинне забезпечуватися виконання умов (9.20) і (9.22) вибору реактивних елементів.

У малопотужних випрямлячах замість дроселя L_ϕ іноді включають резистор R_ϕ . У такому згладжувальному фільтрі при виконанні умови

$$R_\phi \gg \frac{1}{2\pi f C_\phi} \quad (9.23)$$

на резисторі R_ϕ створюється значно більше падіння напруги змінної складової випрямленого струму ніж постійної. Опір резистора RC -фільтра приймають у межах $R_\phi = (0,15 \dots 0,5)R_H$.

Π -подібні згладжувальні фільтри дозволяють у ще більшій ступені зменшити пульсацію напруги й відносяться до багатоланкових фільтрів, оскільки складаються з ємнісного фільтра ($C_{\phi 1}$) і Γ -подібного LC -фільтра (L_ϕ , $C_{\phi 2}$) (рис. 9.8, а) або ємнісного фільтра ($C_{\phi 1}$) і Γ -подібного RC -фільтра (R_ϕ , $C_{\phi 2}$) (рис. 9.8, б).

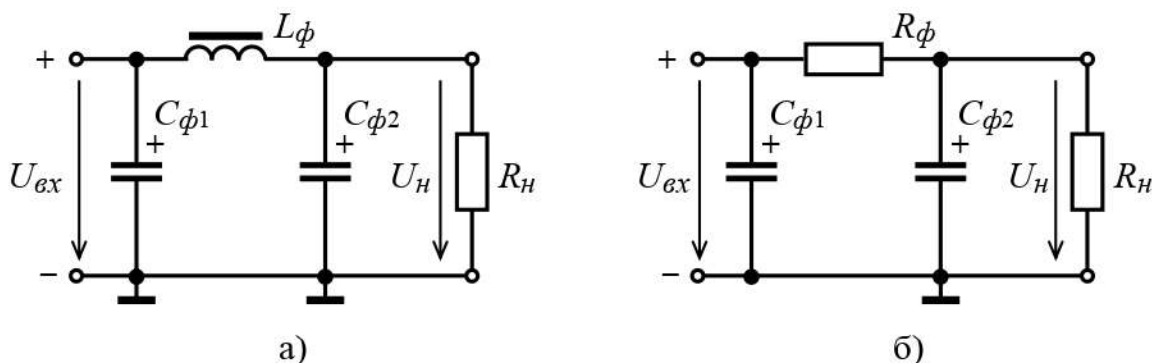


Рис 9.8. Змішані згладжувальні Π -подібні фільтри:
а) LC -фільтр; б) RC -фільтр

Коефіцієнт згладжування багатоланкових фільтрів визначається добутком коефіцієнтів згладжування ланок, з яких він полягає.

9.2.5 Електронні згладжувальні фільтри на транзисторах

Більш високий коефіцієнт згладжування мають фільтри, які містять активні елементи, у якості яких найчастіше застосовуються біполярні транзистори (рис. 9.9), які включаються послідовно з навантаженням.

При наявності пульсації у вхідній напрузі $u_{вх}$ на резисторі R_1 (рис. 9.9, а) також падає пульсуюча напруга. Змінна складова цієї напруги через конденсатор C_1 прикладається до емітерного переходу транзистора VT . При збільшенні напруги $u_{вх}$ транзистор призачиняється, його опір $r_{ке}$, включений послідовно з навантаженням R_H збільшується, що приводить до зменшення струму навантаження. При зменшенні $u_{вх}$, навпаки, опір транзистора $r_{ке}$ зменшується, і зміна струму навантаження виявляється менше. Таким чином, вихідна напруга фільтра змінюється значно слабкіше, ніж напруга на його вході. Коефіцієнт згладжування такого фільтра

$$q = k_n \frac{h_{216} R_H}{R1 + (1 - h_{216}) R2}, \quad (9.24)$$

де k_n – коефіцієнт пульсацій фільтра.

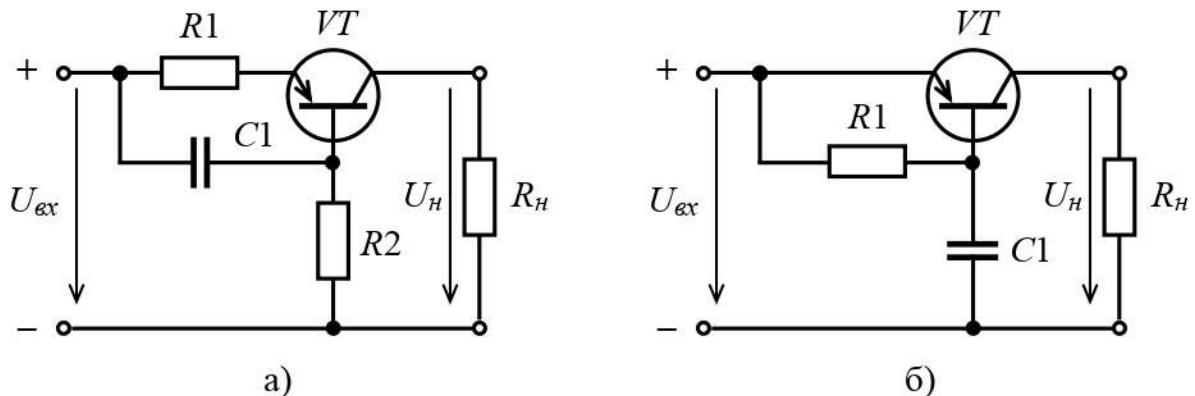


Рис 9.9. Транзисторні згладжувальні фільтри

Недоліком розглянутого фільтра є зменшення напруги на навантаженні за рахунок падіння напруги на резисторі $R1$, включеного з ним послідовно. У цьому зв'язку застосовується транзисторний фільтр, схема якого наведена на рис. 9.9, б. Згладжування пульсацій у такому фільтрі відбувається внаслідок відмінності опорів транзистора постійному й змінному струмам, тому постійна складова напруги u_{ex} передається на вихід фільтра зі значно меншим (в 50...200 разів) ослабленням, ніж змінна.

9.3 Стабілізатори напруги

Стабілізатор напруги являє собою електронний пристрій, призначений для автоматичної підтримки незмінного значення напруги з необхідною точністю в заданому діапазоні зміни напруги джерела живлення або струму навантаження.

За принципом роботи стабілізатори напруги підрозділяють на параметричні та компенсаційні.

Параметричний метод стабілізації базується на зміні параметрів нелінійного елемента стабілізатора залежно від зміни дестабілізуючого фактору.

У *компенсаційному методі* стабілізації у вимірювальному елементі порівнюється величина, що стабілізується і утворюється сигнал неузгодженості. Цей сигнал перетворюється, підсилюється та подається на регулюючий елемент.

Основні параметри стабілізаторів напруги:

- номінальна напруга джерела живлення U_{ex} ;
- номінальна вихідна напруга, що дорівнює напрузі на навантаженні, $U_{вих} = U_H$;
- номінальний вихідний струм I_H ;

- коефіцієнт стабілізації k_{cm} , що характеризує стабільність вихідної напруги

$$k_{cm} = \frac{\Delta U_{ex} U_{n.vux}}{\Delta U_{vux} U_{n.ex}}, \quad (9.25)$$

де ΔU_{ex} , ΔU_{vux} – абсолютне відхилення вхідної та вихідної напруги від номінального значення напруги відповідно, В;

$U_{n.ex}$, $U_{n.vux}$ – номінальна вхідна й вихідна напруга стабілізатора відповідно, В;

- вихідний опір R_{vux} ;
- коефіцієнт корисної дії $\eta = P_n/P_{ex}$.

Коефіцієнт стабілізації параметричних стабілізаторів знаходиться в межах $k_{cm} = 20 \dots 50$. Компенсаційні стабілізатори напруги мають більш високий коефіцієнт стабілізації ($k_{cm} \geq 50$) і менший вихідний опір порівняно з параметричними.

9.3.1 Параметричні стабілізатори напруги

Параметричний стабілізатор напруги (рис. 9.10, а) складається з баластового резистора R_6 і стабілітрона VD . Стабілізатор підключається до виходу згладжувального фільтра випрямляча, навантаження R_n підключається паралельно. Робота стабілізатора заснована на незначній зміні напруги стабілітрона в області його електричного пробоя при зміні зворотного струму стабілітрона в широкому діапазоні. Струм стабілітрона змінюється внаслідок зміни напруги на вході стабілізатора.

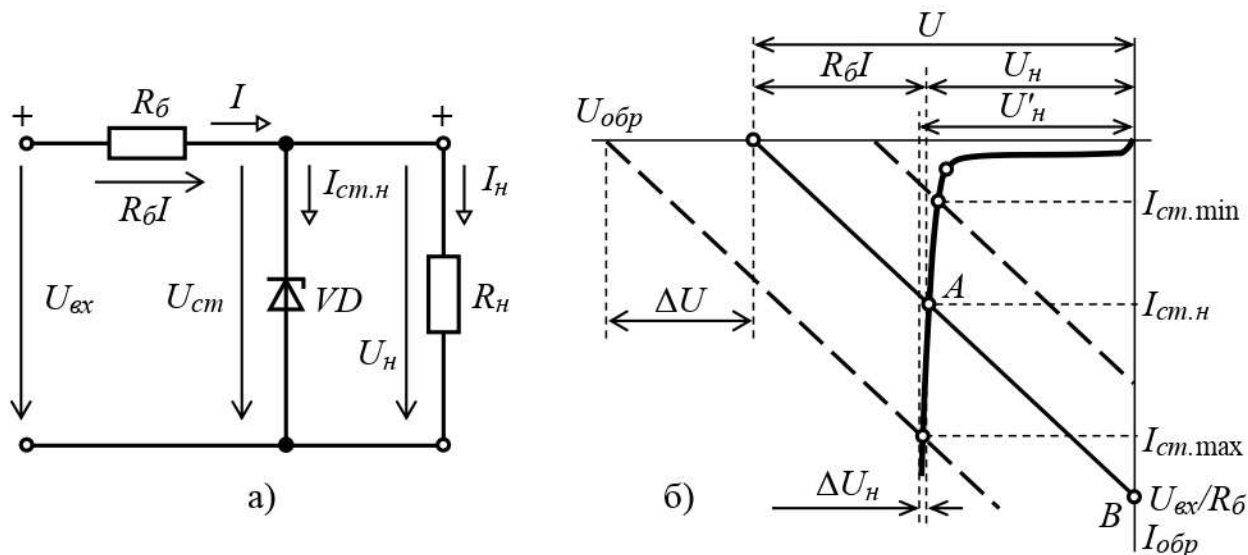


Рис. 9.10. Параметричний стабілізатор напруги:
а) схема; б) пояснення принципу його роботи

Рівняння електричної рівноваги параметричного стабілізатора

$$U_{ex} = U_n + R_6 I, \quad (9.26)$$

де R_{δ} – опір баластового резистора, необхідний для зменшення впливу дестабілізуючих факторів на напругу навантаження, Ом;

I – струм, що тече через резистор R_{δ} , А.

Опір резистора R_{δ} вибирають таким, щоб при номінальному значенні напруги джерела живлення U_{ex} , напруга та струм стабілітрона також відповідали номінальним значенням $U_{ст.н}$, $I_{ст.н}$. Отже з (9.26) рівняння для визначення опору баластового резистора має вигляд

$$R_{\delta} = \frac{U_{ex} - U_{ст.н}}{I_{ст.н} + I_n}, \quad (9.27)$$

де I_n – струм навантаження, А;

$$I_n = \frac{P_n}{U_n}. \quad (9.28)$$

Величина $I_{ст.н}$ визначається за рівнянням

$$I_{ст.н} = \frac{I_{ст.мин} + I_{ст.мак}}{2}, \quad (9.29)$$

де $I_{ст.мин}$, $I_{ст.мак}$ – мінімальний і максимальний струм стабілітрона відповідно (визначається за довідником), мА.

Роботу параметричного стабілізатора пояснюють ВАХ стабілітрона й баластового резистора R_{δ} (рис. 9.10, б). ВАХ резистора R_{δ} будується для номінальної напруги джерела живлення і являє собою пряму лінію AB , побудовану по двом точкам: точка A має координати $U_{ст.н}$, $I_{ст.н}$; точка B має координати $U_{ст} = 0$, $I = U_{ex}/R_{\delta}$.

Якщо прикладена до входу стабілізатора напруга U збільшиться на величину ΔU , наприклад, через підвищення напруги мережі, то ВАХ резистора R_{δ} переміститься паралельно самій собі й займе положення, відповідне до струму $I_{ст.мак}$ і напрузі U'_n . При цьому напруга на навантаженні залишиться практично незмінною $U_n = U_{ст}$. Напруга на стабілітроні залишиться також незмінною як при зниженні вхідної напруги стабілізатора, так і при змінах струму навантаження.

Переваги параметричних стабілізаторів – простота й надійність роботи, недолік – низький коефіцієнт стабілізації й к.к.д., а також нерегульована стабізована напруга.

9.3.2 Компенсаційні стабілізатори напруги

Принцип дії компенсаційних стабілізаторів заснований на зміні опору регулюючого елемента. Зміна напруги на навантаженні U_n внаслідок зміни U_{ex} або I_n подається на регулюючий елемент, який перешкоджає цій зміні.

Регулюючий елемент, у якості якого використовується потужний біполярний або польовий транзистор, може бути включений паралельно

навантаженню, або послідовно з ним. Залежно від цього розрізняють компенсаційні стабілізатори напруги: паралельного (рис. 9.11, а) і послідовного (рис. 9.11, б) типів.

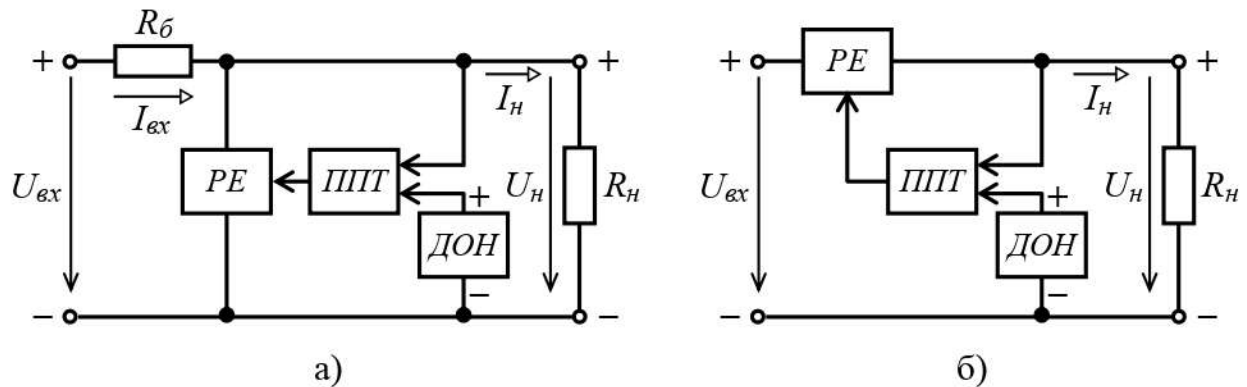


Рис 9.11. Структурна схема компенсаційного стабілізатора напруги:
а) паралельного типу; б) послідовного типу

Вплив на регулюючий елемент (РЕ) в обох типах стабілізаторів здійснюється керуючою схемою, у яку входять підсилювач постійного струму (ППТ) і джерело опорної напруги (ДОН). За допомогою ДОН напруга на навантаженні U_n зрівнюється з опорною напругою U_{on} . Різниця порівнюваних напруг підсилюється за допомогою ППТ і подається на РЕ.

У схемі (рис. 9.11, а) стабілізація напруги на навантаженні досягається як і в параметричному стабілізаторі за допомогою зміни напруги на баластовому резисторі R_b шляхом зміни струму регулюючого елемента.

У схемі (рис. 9.11, б) регулюючий елемент включений послідовно з навантаженням. Стабілізація напруги навантаження здійснюється шляхом зміни напруги на регулюючому елементі. Струм регулюючого елемента дорівнює струму навантаження.

Енергетичні показники послідовних стабілізаторів напруги більш високі ніж паралельних. Тому послідовні стабілізатори частіше застосовуються на практиці.

Принципова схема компенсаційного стабілізатора напруги послідовного типу наведена на рис. 9.12.

Транзистор $VT1$ служить регулюючим елементом, на транзисторі $VT2$ виконаний підсилювач постійного струму, джерелом опорної напруги є стабілітрон VD , включений у ланцюг емітера транзистора $VT2$. Резистори $R1$, $R2$ утворюють дільник вихідної напруги, частка якої подається на базу транзистора $VT2$. Напруга між базою й емітером транзистора $VT2$

$$U_{be2} = \frac{R2}{R1 + R2} U_n - U_{on}. \quad (9.30)$$

Резистор R служить для виводу стабілітрона на робочу ділянку його ВАХ, у випадку якщо струм I_{e2} транзистора $VT2$ малий.

Розглянемо роботу стабілізатора. Припустимо, що під дією зменшення U_{ex} напруга U_H зменшилася. Це приводить до зменшення напруги на базі $U_{\delta 2}$ і напруги база-емітер $U_{\delta e2}$ транзистора $VT2$, а отже і його струмів $I_{\delta 2}$ і I_{k2} .

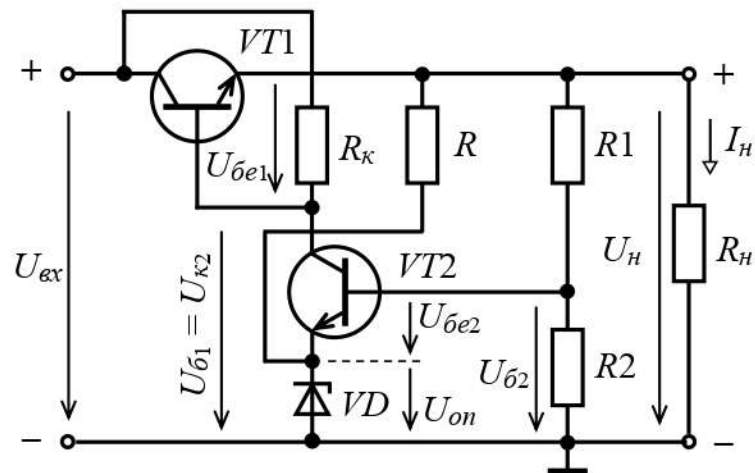


Рис 9.12. Схема компенсацийного стабілізатора напруги послідовного типу

Зменшення струму I_{k2} приводить до зменшення падіння напруги на резисторі R_k . Оскільки опорна напруга U_{on} залишається незмінною, збільшується падіння напруги U_{ke2} , тому що

$$U_{ke2} = U_H - U_{on} - R_k I_{k2}. \quad (9.31)$$

Напруга з колектора $VT2$, яка зросла, подається на базу $VT1$, тобто напруги $U_{\delta 1}$ і $U_{\delta e1}$ транзистора $VT1$ також збільшуються. Внаслідок збільшення напруги $U_{\delta e1}$ напруга U_{ke1} транзистора $VT1$ зменшується, отже, напруга U_H збільшується до колишнього рівня, тому що

$$U_H = U_{ex} - U_{ke2}. \quad (9.32)$$

Аналогічно відбувається компенсація зміни напруги U_H при збільшенні U_{ex} , а також при зміні струму навантаження I_H .

Інакше кажучи, опорна напруга U_{on} , яке падає на стабілітроні VD зрівнюється з напругою на резисторі $R2$, яка пропорційна вихідній напрузі стабілізатора, через те, що цей резистор є плечем дільника напруги $R1R2$. Різниця цих напруг підсилюється транзистором $VT2$ і виділяється на резисторі R_k . Напруга на цьому резисторі є входною напругою регулюючого елемента $VT1$ і, тому, обумовлює зміну напруги колектор-емітер транзистора $VT1$, завдяки чому забезпечується стабілізація вихідної напруги.

Залежно від струму навантаження регулюючий транзистор $VT1$ у схемі (рис. 9.12) може бути складовим і складатися із двох і більш транзисторів, включених за схемою (рис. 4.5, б).

В наш час широкое поширення мають компенсаційні стабілізатори, які випускаються в інтегральному виконанні – серії KP142EH і LM7805, LM7809,

LM7812 і ін. Це значно полегшує розробку, монтаж і налагодження джерел живлення. Схема включення подібних стабілізаторів приводиться на рис. 9.13, а їх цоколевка – на рис. 9.14.

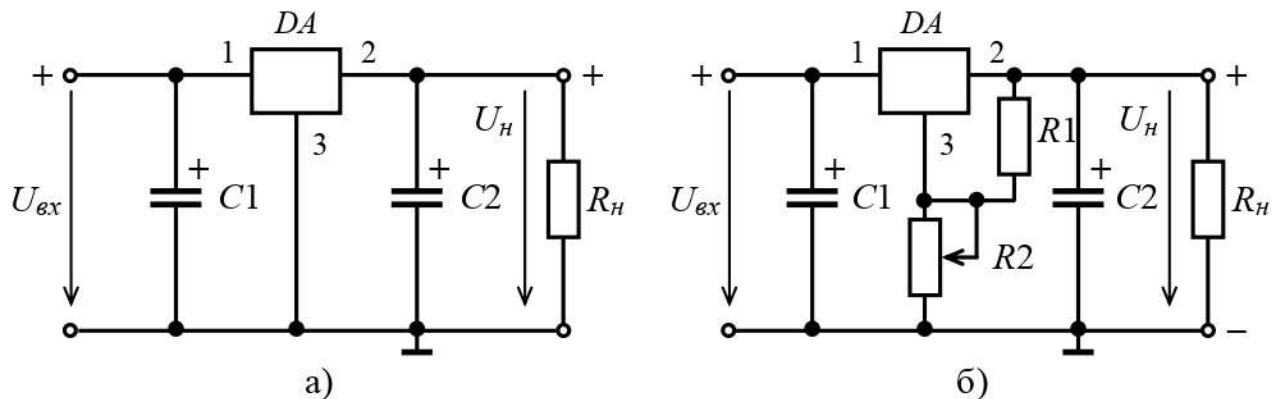


Рис 9.13. Схема включення компенсаційних стабілізаторів напруги LM78xx: а) на номінальну напругу стабілізації; б) на підвищену напругу стабілізації

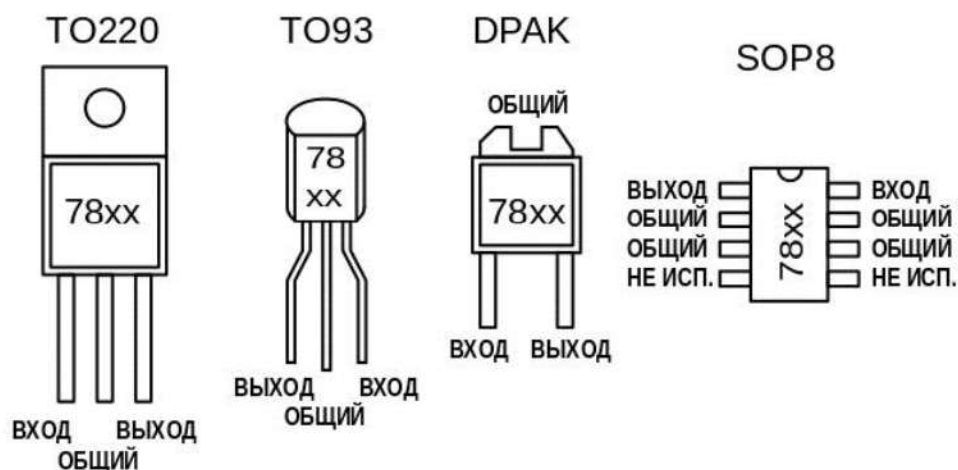


Рис 9.14. Цоколевка стабілізаторів напруги LM78xx в різних типах корпусів

9.4 Трифазні випрямлячі

Живлення навантаження постійного струму середньої й великої потужності здійснюється за допомогою трифазних випрямлячів, застосування яких у порівнянні з однофазними має ряд переваг:

- краще використання випрямних діодів за струмом;
- значно менший коефіцієнт пульсацій;
- краще використання габаритної потужності трансформатора;
- більш ефективно використання згладжувальних фільтрів.

До мережі трифазні випрямлячі підключаються за допомогою трифазних трансформаторів, обмотки яких включаються за схемою «зірка» або «трикутник».

Найбільш поширеними є схеми трифазних випрямлячів: а) однопівперіодна з нульовим виводом; б) двохпівперіодна мостова.

9.4.1 Трифазний однопівперіодний випрямляч з нульовим виводом

Схема однопівперіодного випрямляча (схема Міткевича) приведена на рис. 9.15. Схема складається з трифазного трансформатора TV , випрямних діодів $VD1$ - $VD3$ і навантаження R_H , яке включене між нульовим виводом вторинних обмоток трансформатора за схемою «зірка» і загальною точкою з'єднання випрямних діодів. Фактично схема являє собою три однофазні однопівперіодних випрямляча, включених паралельно. Випрямні діоди працюють по черзі, перебуваючи в провідному стані третину періоду, причому проводить той діод, до анода якого в цей момент прикладена найбільша фазна напруга позитивної півхвилі. Роботу схеми випрямляча ілюструють часові діаграми, які наведені на рис. 9.16.

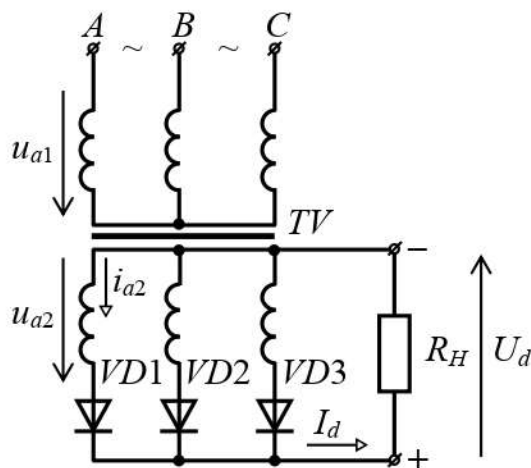


Рис. 9.15. Схема трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом трансформатора

На інтервалі часу t_1 - t_2 найбільша напруга позитивної півхвилі присутня на вторинній обмотці трансформатора фази A , тому діод $VD1$ знаходиться в провідному стані. На інтервалі t_2 - t_3 він закритий лінійною напругою u_{ab} або u_{ac} (заштрихований косими лініями ділянка діаграми u_2): на аноді діода присутній фазний потенціал u_{a2} , а на катоді – потенціал u_{b2} або u_{c2} провідної фази.

Середнє значення падіння напруги на навантаженні:

$$U_d = 1,17U_{2\phi}, \quad (9.33)$$

звідки величина діючого значення фазної напруги на вторинній обмотці трансформатора становить

$$U_{2\phi} = 0,85U_d. \quad (9.34)$$

Максимальне значення напруги, що падає на діоді:

$$U_{b\max} = \sqrt{2}\sqrt{3}U_{2\phi} = 2,09U_d. \quad (9.35)$$

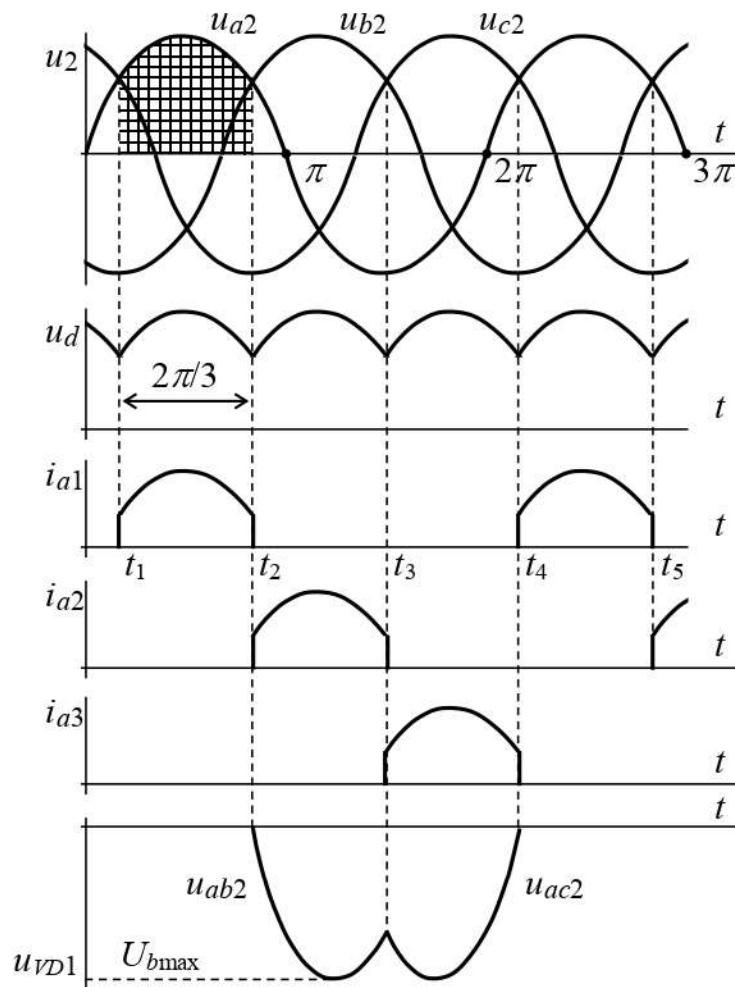


Рис. 9.16. Часові діаграми роботи трифазного однопівперіодного випрямляча з нульовим виводом

Середнє значення струму, що тече через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (9.36)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 3$):

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,25 \quad (9.37)$$

Перевага схеми полягає в тому, що частота пульсації випрямленої напруги в три рази перевищує частоту мережі живлення, що дозволяє висувати менші вимоги до зладжувальних фільтрів.

Недоліком схеми є присутність постійного підмагнічування магнітопроводу трансформатора, обумовлене тим, що за один період струм у вторинній обмотці трансформатора тече тільки в одному напрямку, тобто цей струм має постійну

складову. Це вимагає застосування трансформатора із завищеним перетином магнітопроводу:

$$S = 1,35P_d, \quad (9.38)$$

де P_d – потужність навантаження, Вт.

9.4.2 Трифазний двохпівперіодний мостовий випрямляч

Трифазна мостова (двотактна схема Ларіонова) схема наведена на рис. 9.17. У цій схемі первинна й вторинна обмотки трансформатора можуть включатися за схемою «зірка» або «трикутник». Включення вторинної обмотки двома способами забезпечує можливість отримання двох різних вихідних напруг випрямляча, значення яких відрізняються в $\sqrt{3}$ раз.

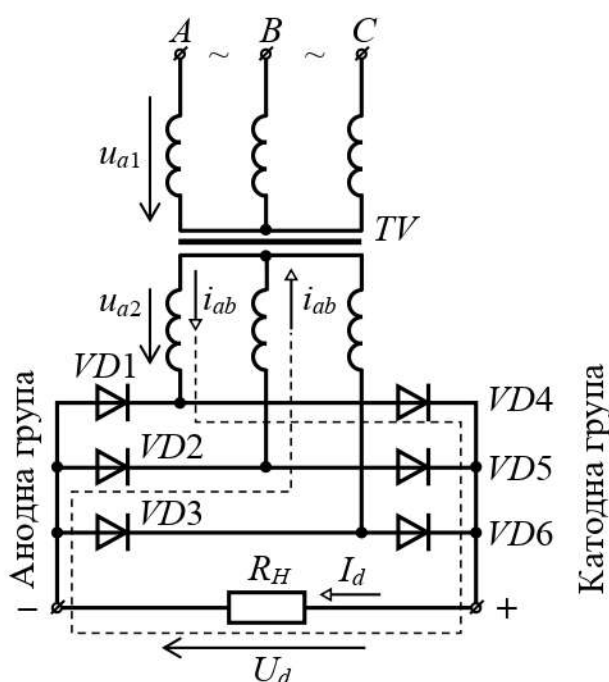


Рис. 9.17. Схема трифазного мостового випрямляча

Розглянемо схему випрямляча, вторинні обмотки якого з'єднані за схемою «зірка». Шість випрямних діодів включені в трифазну мостову схему й утворюють дві групи: анодну – VD1, VD2, VD3 і катодну – VD4, VD5, VD6.

Навантаження включається між загальними точками анодної й катодної груп діодів. Можна виділити три однофазні мости, які підключені на лінійні (у цьому випадку) вторинні напруги й паралельно навантаженню. Один із цих мостів на схемі обведений штриховою лінією.

У провідному стані завжди знаходяться два діоди: один з анодної групи й один з катодної. Струм тече від фази з найбільшою позитивною на даний момент напругою до фази з найменшою негативною напругою. Наприклад, струм i_{ab} у момент часу, який відповідає u_1 , показаний на часових діаграмах (рис. 9.18). На

діаграмі $u_d = f(v)$ також позначені інтервали, на яких у провідному стані знаходяться відповідні діоди. Час протікання струму через кожний з діодів відповідає $2\pi/3$.

Основні розрахункові співвідношення випрямленої напруги:

$$U_d = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} U_2 \sqrt{3} = 2,34 U_{2\phi}, \quad (9.39)$$

$$U_{2\phi} = 0,425 U_d. \quad (9.40)$$

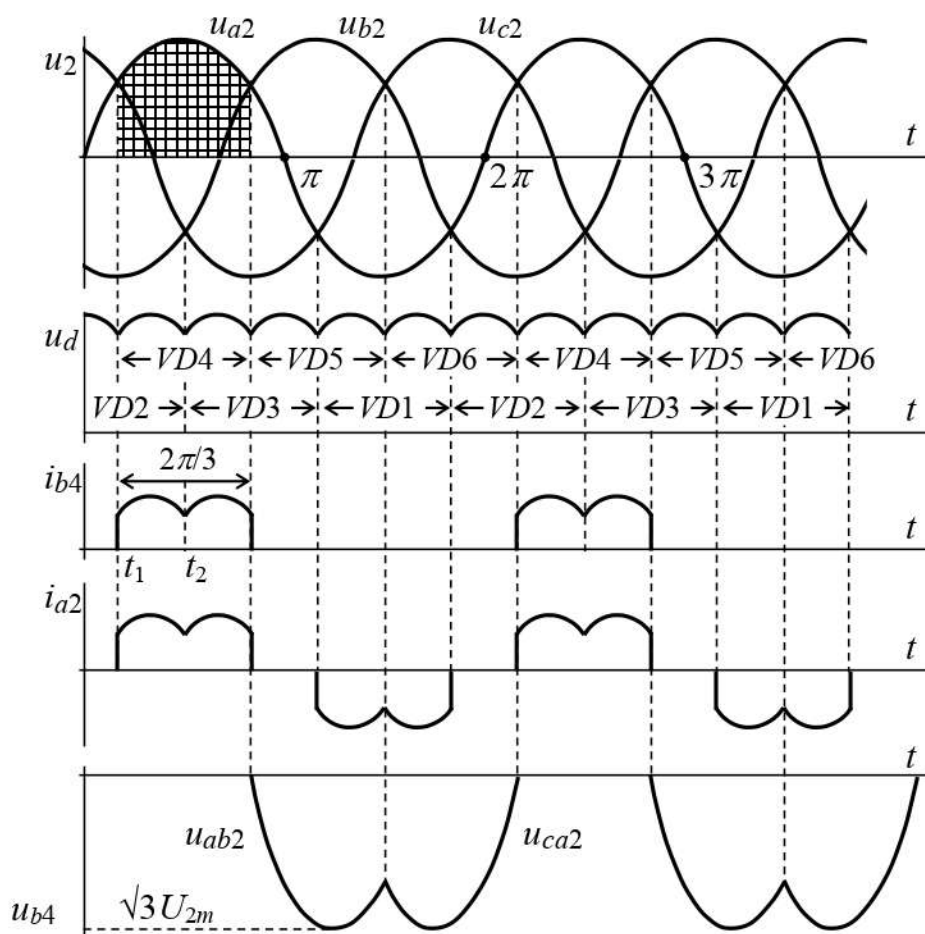


Рис. 9.18. Часові діаграми роботи трифазного мостового випрямляча

Максимальна напруга на діоді:

$$U_{b\max} = \sqrt{2} \sqrt{3} U_{2\phi} = 1,045 U_d. \quad (9.41)$$

Середнє значення струму через діод:

$$I_a = \frac{I_d}{3}. \quad (9.42)$$

Коефіцієнт пульсації випрямленої напруги (при $m = 6$):

$$k_n = \frac{2}{m^2 - 1} = 0,057. \quad (9.43)$$

Частота пульсації випрямленої напруги перевищує частоту мережі вшестеро.
Встановлена потужність трансформатора:

$$S_m = 1,05P_d. \quad (9.44)$$

У цій схемі відсутнє підмагнічування магнітопроводу, оскільки у вторинному колі кожної обмотки трансформатора за період напруги мережі струм тече двічі, причому в різних напрямках (i_{a2} на рис. 9.18).

Схема Ларіонова в порівнянні зі схемою Міткевича має такі переваги:

- 1) при рівних фазних напругах середнє значення випрямленої напруги вдвічі вище (необхідна менша кількість витків вторинних обмоток трансформатора);
- 2) більш низький коефіцієнт пульсацій (менш за 6%), що часто дозволяє використовувати схему Ларіонова без фільтра;
- 3) краще використання трансформатора за потужністю через відсутність підмагнічування магнітопроводу.

Однак, кількість діодів у схемі Ларіонова вдвічі більше, що несуттєво, оскільки вартість діодів менша порівняно з вартістю трансформатора, який у схемі Міткевича повинен бути приблизно на 30% потужніше.

9.5 Помножувачі напруги

Помножувачі напруги дозволяють отримати на виході пристрою напругу, в будь-яке число разів більшу за напругу на його вході.

Схема послідовного подвоювача напруги наведена на рис. 9.19. Стабільність роботи цього подвоювача вище, а пульсації нижче, ніж в схемі паралельного подвоювача.

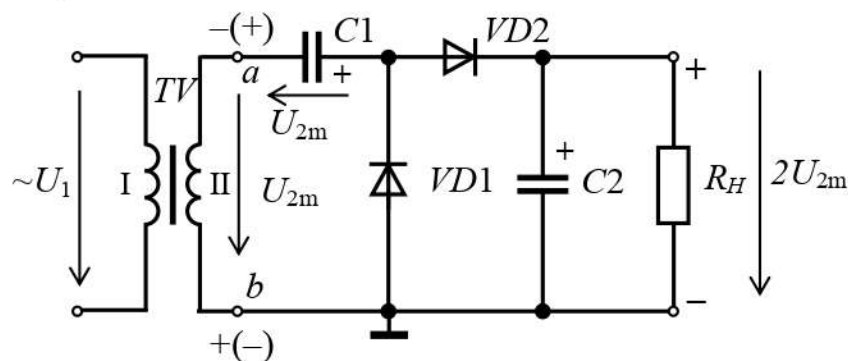


Рис. 9.19. Схема послідовного подвоювача напруги

Послідовний подвоювач працює таким чином. Під час від'ємного півперіоду вхідної напруги, коли потенціал точки b вище за потенціал точки a , конденсатор $C1$ заряджається через відкритий діод $VD1$ до амплітудного значення вхідної напруги – U_{2m} . В цей час діод $VD2$ закритий. При зміні півперіоду на позитивний потенціал точки b нижче за потенціал точки a , і

напруга на конденсаторі $C1$ підсумовується з вхідною напругою, внаслідок чого конденсатор $C2$ заряджається через відкритий діод $VD2$ до подвоєного амплітудного значення вхідної напруги – $2U_{2m}$. В цей час діод $VD1$ закритий.

На рис. 9.20 наведена схема випрямляча з множенням напруги другого роду, де додані ланки з діодів і конденсаторів, що дозволяє отримати напругу в 3-6 разів більше за вхідну напругу.

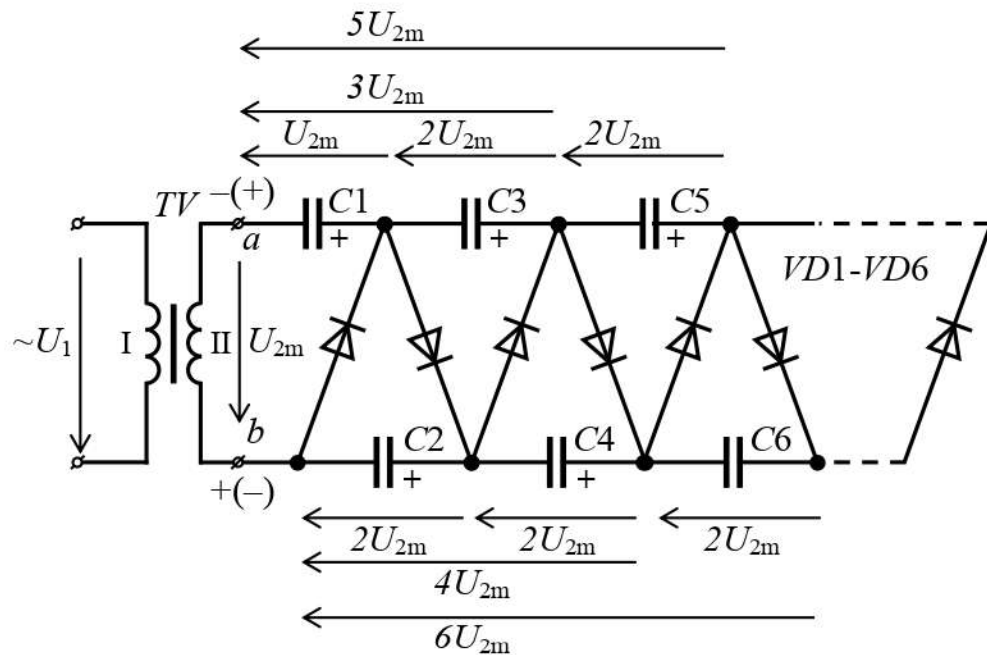


Рис. 9.20. Схема випрямляча з множенням напруги другого роду

СПИСОК РЕКОМЕНДОВАНОЇ ЛІТЕРАТУРИ

1. Хоровиц П. Искусство схемотехники / П. Хоровиц, У. Хилл. – М.: Мир, 1993. 413 с.
2. Джонс. М.Х. Электроника – практический курс / М.Х. Джонс. – М.: Техносфера, 2006. – 512 с.
3. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники: Учеб. Пособие для вузов. – 2-е изд., перераб. и доп. / И.П. Степаненко. – М.: Лаборатория Базовых Знаний, 2001. – 488 с.
4. Гейтс Э.Д. Введение в электронику / Э.Д. Гейтс. – Ростов-на-Дону: «Феникс», 1998. – 640 с.
5. Забродин Ю.С. Промышленная электроника: Учебник для вузов / Ю.С. Забродин. – М.: Высш. школа, 1982. – 496 с.
6. Гусев В.Г. Электроника и микропроцессорная техника: учебник / В.Г. Гусев, Ю.М. Гусев. – 6-е изд. – М.: КРОНУС, 2013. – 800 с.
7. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник / С.О. Квітка, В.Ф. Яковлев, О.В. Нікітіна; за ред. проф. В.Ф. Яковлева. – Суми: «Сумський національний аграрний університет», 2012. – 285 с.
8. Квітка С.О. Електроніка та мікросхемотехніка: навчальний посібник для виконання лабораторних робіт / С.О. Квітка, С.Ф. Курашкін, О.В. Соломаха. – Мелітополь: Видавничо-поліграфічний центр «Люкс», 2018. – 184 с.
9. Колонтаєвський Ю.П. Промислова електроніка та мікросхемотехніка: теорія і практикум / Ю.П. Колонтаєвський, А.Г. Сосков. За ред. А.Г. Соскова. – К.: Каравела, 2003. – 368 с.
10. Фомичев Ю.М. Электроника. Элементная база, аналоговые и цифровые функциональные устройства: учеб. пособие / Ю.М. Фомичев, В.М. Сергеев. – Томск: Изд-во Томского политехнического университета, 2011. – 275 с.
11. Гуржій А.М. Імпульсна та цифрова техніка. Підручник / А.М Гуржій; В.В. Самсонов, Н.І Поваротнюк. – Х.: компанія «Сміт», 2005. – 424 с.
12. Стахів П.Г. Основи електроніки: функціональні елементи та їх застосування. Підручник для студентів неелектротехнічних спеціальностей вищих навчальних закладів / П.Г. Стахів, В.І. Коруд, О.Є. Гамола. – Львів: «Новий Світ – 2000»; «Магнолія плюс», 2003. – 208 с.
13. Ровдо А.А. Полупроводниковые диоды и схемы с диодами / А.А. Ровдо. – М.: Лайт Лтд., 2000. – 288 с.
14. Артемов К.С. Основы цифровой электроники: учебное пособие / К.С. Артемов, Н.Л. Солдатова. – Ярославль: ЯрГУ, 2013. – 100 с.
15. Гершунский Б.С. Справочник по расчету электронных схем / Б.С. Гершунский. – К.: Вища школа. Изд-во при Киев. ун-те, 1983. – 240 с.

16. Бурбаева Н.В. Сборник задач по полупроводниковой электронике / Н.В. Бурбаева, Т.С. Днепровская. – М.: ФИЗМАТЛИТ, 2004. – 168 с.
17. Достал И. Операционные усилители. Пер. с англ. / И. Достал. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
18. Дмитрів В.Т. Електроніка і мікросхемотехніка: Навч. Посібник / В.Т. Дмитрів, В.М. Шиманський. – Львів: Афіша, 2006. – 175 с.
19. Основы электроники, радиотехники и связи: Учебное пособие для вузов / А.Д. Гуменюк, В.И. Журавлев, Ю.Ю. Мартюшев и др.; Под ред. Г.Д. Петрухина. – М.: Горячая линия-Телеком, 2008. – 480 с.
20. Ибрагим К.Ф. Основы электронной техники: элементы, схемы, системы. Пер. с англ. / К.Ф. Ибрагим. – М.: Мир, 2001. – 398 с.
21. Титце У. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. / У. Титце, К. Шенк. – М.: Мир, 1982. – 512 с.
22. Наундорф У. Аналоговая электроника. Основы, расчет, моделирование / У. Наундорф. – М.: Техносфера, 2008. – 472 с.
23. Токхейм Р. Основы цифровой электроники. Пер. с. Англ. / Р. Токхейм. – М.: Мир, 1988. – 392 с.
24. Готра З.Ю. Справочник регулировщика радиоэлектронной аппаратуры / З.Ю. Готра, В.И. Матвиив, П.П. Праскур. – Львов: Каменяр, 1987. – 184 с.
25. Скворень Р.А. Электроника шаг за шагом / Р.А. Скворень. – М.: Дет.лит., 1991. – 446 с.

Навчальне видання

Курашкін Сергій Федорович

**ЕЛЕКТРОНІКА ТА
МІКРОСХЕМОТЕХНІКА**

КУРС ЛЕКЦІЙ

Формат 60x84
Папір офсет. Друк офсет.
Ум. друк. арк. 8,9
Наклад 100 прим.

Видавництво та друк: видавничо-поліграфічний центр «Люкс»